

CONTROLO DA VELOCIDADE E POSIÇÃO DE UM TAPETE ROLANTE

Rui Manuel Vasconcelos de Azevedo



Departamento de Engenharia Eletrotécnica

Mestrado em Engenharia Eletrotécnica – Sistemas Elétricos de Energia

2014

Relatório elaborado para satisfação parcial dos requisitos da Unidade Curricular de DSEE -
Dissertação do Mestrado em Engenharia Eletrotécnica – Sistemas Elétricos de Energia

Candidato: Rui Manuel Vasconcelos de Azevedo, Nº 1920566,
email_1920566@isep.ipp.pt

Orientação científica: Nuno Gomes, nbg@isep.ipp.pt



Departamento de Engenharia Eletrotécnica

Mestrado em Engenharia Eletrotécnica – Sistemas Elétricos de Energia

2014

À minha mãe, Fernanda Vasconcelos (In memóiriam)

Agradecimentos

Nuno Gomes (Professor – Orientador)

Armando Herculano (Co – orientador)

António José Magalhães

Elsa Silva

Isabel Jesus

Harker Solutions SA

Pedro Santoalha (Eng.)

José Fernando (Eng.)

Nuno Oliveira Costa

Resumo

A utilização eficiente da energia é essencial para a competitividade económica de um país. Sendo a intensidade energética de Portugal elevada, onde a utilização de motores elétricos, absorve cerca de metade da energia elétrica consumida na indústria, a utilização de conversores eletrónicos de potência permite obter economias de energia.

Nesta tese pretende-se controlar a velocidade e o posicionamento de um tapete rolante através da utilização de um conversor eletrónico de potência. Na fundamentação teórica são referidos os conceitos de variação da tensão e frequência, controle escalar e vetorial, modelação por largura de pulso (*PWM*) assim como a retificação e ondulação da tensão de um variador de velocidades. Na parte prática será utilizado um servo motor, controlado por um variador eletrónico de velocidades, para efetuar o referido projeto.

É ainda objeto desta tese o estudo dos parâmetros fundamentais assim como a pesquisa dos parâmetros a utilizar para o desempenho pretendido.

Palavras-Chave:

Conversor eletrónico de potência, parâmetros, *PWM*, controlo escalar, controlo vetorial

Abstract

Efficient use of energy is essential to economic competitiveness of a country. Being high the energy intensity of Portugal, where the use of electric motors, which is approximately half of the electricity consumed in industry, the use of variable speed drives allows to obtain energy savings.

In this thesis is intended to control the speed and positioning of a treadmill by using a variable speed drive. On theoretical grounds the concepts of change of voltage and frequency, scalar and vector control, pulse width modulation (*PWM*) are referred as well as voltage rectification and ripple of a variable speed drive. In practice a servomotor, controlled by a variable speeds drive to perform the said project will be used.

A further object of this thesis is the study of the basic parameters as well as the search parameters to be used for the desired performance.

Key-Words:

Variable speed drive, parameters, *PWM*, open-loop, closed-loop vector

Resumé

L'utilisation efficace de l'énergie est essentielle à la compétitivité économique d'un pays. Étant donné que l'intensité énergétique du Portugal élevée, où l'utilisation de moteurs électriques absorbe presque la moitié de l'électricité consommée à l'industrie, l'utilisation des variateurs de vitesse permet d'obtenir des économies d'énergie.

Cette thèse se destine à contrôler la vitesse et le positionnement d'un tapis roulant à l'aide d'un variateur de vitesse. La exposition théorique se réfèrent aux concepts de changement de la tension et de la fréquence, commande scalaire et vectorielle, modulation de largeur d'impulsion (*PWM*) ainsi que la rectification et l'ondulation d'une tension d'un variateur de vitesse. Dans la pratique, sera utilisé un servomoteur, contrôlée par un variateur électronique de vitesse, pour effectuer le dit projet.

Un autre objective de cette thèse, c'est l'étude des paramètres de base ainsi que la recherche des paramètres à utiliser pour la performance souhaitée.

Mots-Clés:

Variateur de vitesse, paramètres, *PWM*, commande scalaire, commande vectorielle

Índice

AGRADECIMENTOS	I
RESUMO	III
ABSTRACT	V
RESUME	VII
ÍNDICE	IX
ÍNDICE DE FIGURAS	XIII
ÍNDICE DE TABELAS	XVII
ACRÓNIMOS E SÍMBOLOS	XIX
CAPITULO 1	1
1. INTRODUÇÃO	1
1.1. <i>Motivação</i>	1
1.2. <i>Objetivos</i>	1
1.3. <i>Metodologia</i>	2
1.4. <i>Estrutura da dissertação</i>	3
CAPITULO 2	4
2.1. O PAPEL DOS CONVERSORES ELETRÓNICOS DE POTÊNCIA NA INDÚSTRIA	4
2.1.1. <i>A situação energética em Portugal</i>	4
2.1.2. <i>Estatísticas energéticas sobre acionamentos elétricos</i>	5
2.1.3. <i>Poupança energética através dos conversores eletrónicos de potência</i>	6
2.2. POUPANÇA ENERGÉTICA NOS PRINCIPAIS ACIONAMENTOS INDUSTRIAIS	7
2.2.1. <i>Sistemas de bombagem</i>	7
2.2.2. <i>Sistemas de ventilação</i>	9
2.2.3. <i>Sistemas de ar comprimido</i>	10
2.3. A EVOLUÇÃO DOS VARIADORES DE VELOCIDADE	11
2.3.1. <i>Variadores de velocidade tradicionais</i>	11
2.3.1.1. <i>Variadores de velocidade mecânicos</i>	11
2.3.1.2. <i>Variadores de velocidade hidráulicos</i>	15
2.3.2. <i>Características atuais dos conversores eletrónicos de potência</i>	17
2.4. CONTROLO DE VELOCIDADE DO MOTOR ASSÍNCRONO	18
2.4.1. <i>Variação do número de polos</i>	19
2.4.2. <i>Variação do deslizamento</i>	19
2.4.3. <i>Variação da frequência</i>	20
2.5. CONVERSORES ELETRÓNICOS DE FREQUÊNCIA	20

2.5.1. Conversores diretos.....	20
2.5.2. Conversores indiretos.....	22
2.5.2.1. Circuito de corrente imposta.....	22
2.5.2.2. Circuito de tensão imposta.....	23
2.6. MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSOS	30
CAPITULO 3	35
3.1. CONTROLO ESCALAR	35
3.1.1. Controlo escalar em malha aberta.....	37
3.1.2. Controlo escalar com realimentação de velocidade	38
3.2. CONTROLO VETORIAL.....	38
3.2.1. Analogia com o motor de corrente contínua.....	39
3.2.1.1. Fundamentos do controlo vetorial	40
3.2.1.2. Vetores espaciais.....	42
3.2.1.3. Transformações de Clark e Park.....	45
3.2.2. Controlo vetorial em malha fechada.....	48
3.2.2.1. Controlo vetorial direto.....	48
3.2.2.2. Controlo vetorial indireto.....	52
3.2.3. Controlo vetorial “sensorless”	55
3.2.3.1. Cálculo do deslizamento.....	55
3.2.3.2. Síntese direta das equações de estado.....	56
3.2.3.3. Sistema adaptativo referenciado ao modelo (MRAS).....	56
3.2.3.4. Velocidade adaptável á observação de fluxo (Observação de Luenberger)	58
3.2.3.5. Filtro de Kalman Extendido (EKF).....	61
3.2.3.6. Harmônicos de ranhura	64
3.2.3.7. Injeção de sinal auxiliar em rotor saliente.....	64
CAPITULO 4	66
4.1. DESCRIÇÃO DOS EQUIPAMENTOS	66
4.1.1. Bancada de ensaios	66
4.1.2. Motor de indução	67
4.1.3. Conversor eletrónico de potência.....	68
4.1.3.1. O fabricante Control Techniques	68
4.1.3.2. A gama Unidrive SP	68
4.1.3.3. O Unidrive SP 1405	70
4.1.3.4. Software utilizado.....	70
4.1.4. Taquímetro	71
4.1.5. Servomotor	71
4.1.6. “Encoder”	71
4.1.7. Módulo de expansão (Carta).....	72

4.1.8. Software para velocidade e posição	72
4.2. ESTRUTURA DE PARÂMETROS DO UNIDRIVE SP 1405	72
4.2.1. Descrição das funções dos menus.....	74
CAPITULO 5.....	78
5.1. ATIVIDADE EXPERIMENTAL.....	78
<i>Em ambiente de laboratório foi efetuado o controlo da velocidade e posicionamento de um tapete rolante, tendo este uma distância de 3,5 metros, para o qual foram utilizadas várias velocidades.</i>	<i>78</i>
5.1.1. Variação da velocidade por controlo escalar em malha aberta.....	79
5.1.2. Variação da velocidade por controlo vetorial em malha fechada	80
5.1.3. Variação da velocidade sem realimentação de velocidade	81
5.1.4. Controlo de velocidade e posicionamento do tapete rolante	82
5.1.4.1. Descrição dos parâmetros	82
5.1.4.2. Esquema de montagem do tapete rolante	83
5.1.4.3. Experiências efetuadas e resultados	84
5.2. ANÁLISE DOS RESULTADOS	84
5.2.1. Análise das estratégias implementadas	84
5.2.2. Análise da velocidade e posicionamento	85
CAPITULO 6.....	86
6.1. CONCLUSÕES	86
6.2. TRABALHOS FUTUROS	87
REFERÊNCIAS DOCUMENTAIS	89
ANEXO A. ENSAIOS EM CONTROLO ESCALAR.....	91
ANEXO B. ENSAIOS EM CONTROLO VETORIAL.....	96
ANEXO C. ENSAIOS EM CONTROLO VETORIAL “SENSORLESS”	101

Índice de figuras

Figura 1 - Consumos de energia elétrica em Portugal	5
Figura 2 - Bombagem convencional e com variador eletrónico de velocidade	8
Figura 3 - Gráfico da potência consumida por uma bomba	8
Figura 4 - Ventilação controlada por variador eletrónico de velocidade	9
Figura 5 - Gráfico da potência consumida por um ventilador	10
Figura 6 - Compressor acionado por um variador eletrónico de velocidade	10
Figura 7 - Variador de velocidade com polias fixas	12
Figura 8 - Variador de velocidade com polias cónicas	12
Figura 9 - Variador de velocidade com polias variadoras	13
Figura 10 – Moto-reductor	14
Figura 11 - Variador de velocidade PIV	14
Figura 12 - Motor Hidráulico	15
Figura 13 - Esquema de funcionamento de um motor hidráulico	15
Figura 14 - Variador hidrodinâmico	16
Figura 15 - Ciclo conversor trifásico	21
Figura 16 - Esquema de um conversor indireto	22
Figura 17 - Circuito de corrente imposta (CSI)	23
Figura 18 - Bloco de retificação de um circuito de tensão imposta	24
Figura 19 - Bloco de filtragem (Link DC) de um circuito de tensão imposta	25

Figura 20 - Bloco de ondulação de um circuito de tensão imposta	25
Figura 21 – Diagrama de tensões	27
Figura 22 - Topologia de três níveis	28
Figura 23 - Geração de impulsos e formas de onda de tensão de saída	28
Figura 24 - Diagrama de blocos de um conversor indireto de frequência	29
Figura 25 - Diagrama de geração de impulsos pelo sistema "SPWM"	31
Figura 26 - Amplificador operacional de geração de largura de impulsos	31
Figura 27 - Diagrama de blocos de gerador trifásico de ondas sinusoidais	32
Figura 28 - Diagrama de geração de impulsos trifásica	32
Figura 29 – Diagrama de blocos de modelação por vetor espacial	33
Figura 30 – Diagramas de setores e de impulsos de modelação por vetor espacial	34
Figura 31 – Tabela de comutação de transístores de modelação por vetor espacial	34
Figura 32 - Gráfico de "boost" de tensão	36
Figura 33 - Gráfico da zona de enfraquecimento de campo	36
Figura 34 - Diagrama de blocos de um sistema de controlo escalar em malha aberta	37
Figura 35 - Controlo escalar com realimentação de velocidade	38
Figura 36 - Motor de corrente contínua com excitação separada	39
Figura 37 - Circuito equivalente de um motor de indução	40
Figura 38 - Circuito equivalente de um motor de indução referido ao primário	41
Figura 39 - Circuito equivalente de um motor de indução simplificado	41
Figura 40 - Referencial das correntes dos enrolamentos do estator	42

Figura 41 - Diagrama de vetores espaciais	42
Figura 42 - Representação vetorial de um vetor espacial	43
Figura 43 - Representação vetorial das componentes I_{ds} e I_{qs}	44
Figura 44 - Representação vetorial das componentes x_α e x_β	46
Figura 45 - Representação vetorial das componentes x_d e x_q	47
Figura 46 – Esquema de princípio do controlo vetorial	48
Figura 47 - Controlo vetorial direto pelo método da tensão	50
Figura 48 - Controlo vetorial direto pelo método da corrente	52
Figura 49 - Referenciais do estator, do rotor e de referência	52
Figura 50 - Sistema de controlo vetorial indireto	54
Figura 51 - Controlo vetorial indireto pelo método MRAS	58
Figura 52 - Controlo vetorial indireto pelo método de observação de Luenberger	61
Figura 53 - Sistema de controlo vetorial indireto pelo método EKF	63
Figura 54 - Vista geral da bancada de ensaios	66
Figura 55 - Esquema de montagem da bancada de ensaios	67
Figura 56 - Gama Unidrive SP em formato “montado em painel”	69
Figura 57 - "Interface" gráfico do "software" CT Soft	70
Figura 58 - Taquímetro	71
Figura 59 - Módulo de expansão "SM Application"	72
Figura 60 - Manuseamento dos menus de parâmetros	73
Figura 61 - Colocação de módulos de expansão em “slots”	77

Figura 62 – Esquema de montagem do tapete rolante	83
Figura 63 - Variação do erro em função da velocidade	84
Figura 64 – Precisão do posicionamento	85

Índice de Tabelas

Tabela 1 - Tempos de comutação dos transístores	26
Tabela 2 - Características do motor de indução	68
Tabela 3 - Tensões e potências do formato "montado em painel"	69
Tabela 4 – Características do servomotor	71
Tabela 5 – Menus de parâmetros do Unidrive SP 1405	74
Tabela 6 – Parâmetros utilizados no ensaio em controlo escalar	79
Tabela 7 – Valores obtidos no ensaio em controlo escalar	79
Tabela 8 – Parâmetros utilizados no ensaio em malha fechada	80
Tabela 9 – Valores obtidos no ensaio em malha fechada	81
Tabela 10 – Parâmetros utilizados no ensaio em malha aberta	81
Tabela 11 – Valores obtidos no ensaio sem realimentação de velocidade	82
Tabela 12 – Valores obtidos no ensaio de velocidade e posicionamento	84

Acrónimos e símbolos

CSI	–	Current Source Inverter
CPU	–	Central Processing Unit
DPL		Drive Programming Language
EKF		Extended kalman filter
IGBT	–	Insulated Gate Bipolar Transistor
IHM	–	Interface Homem-Máquina
LCD	–	Liquid-Crystal Display
LED	–	Light-Emitting Diode
MOSFET	–	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MRAS	–	Model Reference Adaptive Systems
PAM	–	Pulse Amplitude Modulation
PI	–	Proporcional Integral
PIB	–	Produto Interno Bruto
PID	–	Proporcional Integral Derivativo
PIV	–	Positive Infinitely Variable
PNAEE	–	Plano Nacional de Ação para a Eficiência Energética
PPM	–	PPM – Pulse Position Modulation

PWM	– Pulse Width Modulation
RH -	– Relative Humidity
rpm	– Rotações por minuto
UE	– União Europeia
VSI	– Voltage Source Inverter

A	– Área
B	– Indução magnética
B_m	– Binário motor
E	– Força eletromotriz
F	– Força
f	– Frequência
f_1	– Frequência da onda sinusoidal
f_s	– Frequência da onda triangular
G	– Fator de ganho
I	– Intensidade de corrente
I_a, I_b, I_c	– Componentes vetoriais da corrente do estator
I_{as}, I_{bs}, I_{cs}	– Corrente das fases a, b, c
I_m	– Corrente de magnetização
I_r	– Corrente do rotor

I_s	– Corrente do estator
i_{ds}, i_{qs}	– Componentes d e q da corrente do estator
i_{ds}^s, i_{qs}^s	– Componentes da corrente do estator referidas ao estator
i_{dr}, i_{qr}	– Componentes da corrente do rotor
i_{dr}^s, i_{qr}^s	– Componentes da corrente do rotor referidas ao estator
K	– Fator de enrolamento
L	– Indutância
L_m	– Indutância de magnetização
L_s	– Indutância do estator
L_r	– Indutância do rotor
l	– Comprimento
m_a	– Modelação de amplitude
m_f	– Modelação de frequência
N	– Número de espiras
n	– Velocidade do rotor
N_{eq}	– Número de espiras equivalente
p	– Número de polos
R	– Resistência
R_r	– Resistência do rotor
R_s	– Resistência do estator

r	– Raio
S	– Deslizamento
T	– Binário
T_e	– Binário eletromagnético
T_r	– Constante de tempo do circuito do rotor
U	– Tensão
V	– Tensão
V_{cc}	– Tensão contínua
v_{ds}^s, v_{qs}^s	– Componentes da tensão do estator referidas ao estator
v_s	– Tensão de pico da onda sinusoidal
v_t	– Tensão de pico da onda triangular
X_l	– Reactância indutiva
X_r	– Reactância do rotor
X_s	– Reactância do estator
x_α, x_β	– Componentes vetoriais da transformação de Clarke
x_d, x_q	– Componentes vetoriais da transformação de Park
α	– Ângulo de desfasamento
μ	– Ângulo de sobreposição
θ_{dl}	– Ângulo do deslizamento
θ_f	– Ângulo de fluxo do rotor

θ_r	–	Ângulo do rotor
ω_{dl}	–	Velocidade angular do deslizamento
ω_e	–	Velocidade angular do estator
ω_r	–	Velocidade angular do rotor
$\hat{\omega}_r$	–	Valor de pico da velocidade angular do rotor
ψ_{dm}^s, ψ_{qm}^s	–	Componentes do fluxo do entreferro referidas ao estator
ψ_{ds}^s, ψ_{qs}^s	–	Componentes do fluxo do estator referidas ao estator
$\hat{\psi}_e$	–	Valor de pico do fluxo magnético do estator
ψ_r	–	Fluxo magnético do rotor
$\hat{\psi}_r$	–	Valor de pico do fluxo magnético do rotor
ψ_{qr}, ψ_{qr}	–	Componentes do fluxo do rotor
ψ_{dr}^s, ψ_{qr}^s	–	Componentes do fluxo do rotor referidas ao estator
σ	–	Coeficiente de ligação do motor de indução

Capítulo 1

1. Introdução

1.1. Motivação

A evolução da eletrónica, proporcionou o desenvolvimento dos conversores eletrónicos de potência, também denominados variadores eletrónicos de velocidade, utilizados em grande número nos acionamentos elétricos dos mais variados sectores, como a indústria, a tração elétrica ou as energias renováveis.

No sector industrial, a tecnologia da variação eletrónica de velocidade é apontada por vários estudos como a medida com maior potencial de poupança em acionamentos eletromecânicos, sendo objeto de legislação que impõe a sua utilização, associada aos motores elétricos melhorando o desempenho energético destes [3] [4].

Dentro deste contexto, a motivação encontrada para este trabalho, consiste na aquisição de conhecimentos sobre este tema e na oportunidade de efetuar um trabalho prático com recurso a este equipamento, para o qual foi efetuada uma pesquisa teórica sobre o tema da variação eletrónica de velocidade e a elaboração de um projeto realizado em laboratório, utilizando um conversor eletrónico de potência.

1.2. Objetivos

Os objetivos desta dissertação são a realização de um estudo sobre variação de velocidade focando as estratégias de controlo mais utilizadas e explorando as principais funções e potencialidades de um conversor eletrónico de potência.

Deste modo é feito um estudo teórico do tema em questão, o qual é iniciado pelos variadores de velocidade tradicionais, evoluindo posteriormente para os variadores eletrónicos de velocidade apresentando a justificação do seu aparecimento, o seu funcionamento, onde são abordando os temas da retificação e a ondulação, estes referentes ao circuito de potência sendo igualmente abordada a técnica de modelação de largura de pulsos (*PWM*) referente ao circuito de comando. São ainda abordadas as

estratégias de controlo de velocidade, sendo elas, controlo escalar e o controlo vetorial com as variantes de malha aberta e malha fechada.

Em ambiente de laboratório é realizado um trabalho prático o qual consiste na implementação de três estratégias de controlo de velocidade, com o objetivo de determinar a mais indicada a aplicar no controlo da velocidade do projeto prático, que consiste no controlo de velocidade e posição de um tapete rolante, com recurso a um variador eletrónico de velocidade.

Com este trabalho pretende-se conhecer os parâmetros fundamentais, do variador eletrónico de velocidade analisado assim como os parâmetros necessários para o controlo da velocidade e posicionamento. As estratégias implementadas são, o controlo escalar em malha aberta e controlo vetorial com e sem realimentação de velocidade, com o objetivo de analisar os resultados obtidos. Posteriormente é implementado o controlo da velocidade e posicionamento do tapete rolante, efetuado com várias velocidades, utilizando a estratégia mais indicada, após análise dos resultados das implementações efetuadas.

1.3. Metodologia

Esta dissertação foi planeada em três fases, a pesquisa teórica, o projeto laboratorial e a análise dos resultados obtidos. Duas destas fases são relativamente independentes podendo os respetivos trabalhos serem efetuados paralelamente, a terceira fase tem início no final das duas fases anteriores.

A fase de investigação teórica consiste na pesquisa bibliográfica sobre o tema da variação de velocidade e exposição dos fundamentos teóricos, a fase do projeto laboratorial consiste na descrição das características do equipamento, implementação do trabalho em laboratório e concretização dos ensaios e a fase análise dos resultados consiste na análise dos resultados obtidos e descrição das conclusões.

1.4. Estrutura da dissertação

A dissertação apresentada é composta por uma estrutura contendo cinco capítulos.

Capítulo 1 – Apresentação da motivação encontrada para a realização deste trabalho, dos objetivos pretendidos, da metodologia adotada para a sua elaboração e do modo como a dissertação é apresentada.

Capítulo 2 – Exposição do problema atual da necessidade de economia de energia, revisão sobre os variadores de velocidade tradicionais, fundamentação teórica da variação eletrónica de velocidade e geração de impulsos (*PWM*).

Capítulo 3 – Descrição e apresentação das estratégias de controlo escalar e vetorial, ambas com e sem realimentação de velocidade (malha aberta e malha fechada).

Capítulo 4 – Descrição das características dos equipamentos utilizado nos ensaios de laboratório, generalidades sobre parâmetros e estrutura de parâmetros do variador eletrónico de velocidade utilizado.

Capítulo 5 – Descrição dos esquemas de montagem, dos ensaios efetuados em ambiente de laboratório, dos parâmetros e apresentação dos resultados obtidos.

Capítulo 6 – Conclusões e trabalhos futuros

Capítulo 2

2.1. O papel dos conversores eletrónicos de potência na indústria

2.1.1. A situação energética em Portugal

A crise petrolífera ocorrida nos anos 70 veio alertar os países industrializados para o problema da dependência energética [1]. Este facto originou que os governos dos países industrializados iniciassem políticas de reduzir e otimizar o consumo de energia, dando origem a recomendações técnicas e legislação sobre esta matéria [2].

Sendo Portugal um país com elevada intensidade energética e fortemente dependente da importação de energia primária, nomeadamente petróleo e gás natural, onde o índice de intensidade energética, o qual resulta do quociente entre a energia primária consumida e o Produto Interno Bruto (PIB), entre 1997 e 2007 divergiu do valor da média europeia e estima-se que 85% da sua energia primária tem origem na importação, o que origina que a economia portuguesa seja condicionada pela variação do preço do petróleo. Perante estes factos verifica-se a necessidade de economizar energia para o qual são necessários desenvolvimentos tecnológicos que diminuam a energia consumida e medidas publicas que regulamentem o consumo energético, visem a eficiência energética e a poupança de energia [3].

Face a esta situação, entre outras medidas, surgiu o Plano Nacional de Ação para a Eficiência Energética (PNAEE) aplicável á indústria, onde são abordadas medidas a implementar, por sector de atividade industrial e medidas transversais á indústria, sendo estas a eficiência de processos industriais, iluminação, produção de calor e frio e sistemas acionados por motores elétricos, onde se destaca a aplicação dos conversores eletrónicos de potência [4].

2.1.2. Estatísticas energéticas sobre acionamentos elétricos

O investimento na modernização permitiu à indústria europeia fazer progressos na poupança de energia, verificando-se uma redução no consumo de petróleo e um aumento na diversificação energética a favor do gás natural e da eletricidade. Nos últimos anos, a procura de eletricidade aumentou mais rapidamente que todas as outras formas de energia, sendo previsível um aumento anual de 3% até 2020 [2].

Em Portugal a energia elétrica consumida no sector industrial representa 39% do consumo global de energia, sendo os motores elétricos os principais consumidores de energia no sector industrial representando 70% do consumo energético [11]. Os principais acionamentos elétricos industriais são os sistemas de bombagem (22%), os compressores (20%) e os ventiladores (19%). Dos restantes 39% os acionamentos mais significativos são transportadores mecânicos, moinhos ou sistemas elevatórios [5].

A máquina elétrica mais utilizada, é o motor de indução trifásico, dadas as suas características de robustez, construção normalizada e baixo preço, a qual representa 90% do consumo dos motores elétricos [5].

Sendo os motores elétricos os maiores consumidores de energia na indústria, representam um dos principais potenciais de poupança de energia elétrica. É, portanto, desejável a utilização de tecnologias mais eficientes, com o objetivo de reduzir o consumo de eletricidade em força motriz. A principal medida adotada, é a substituição dos motores convencionais por motores de alto rendimento que é complementada com a utilização de variadores eletrónicos de velocidade.

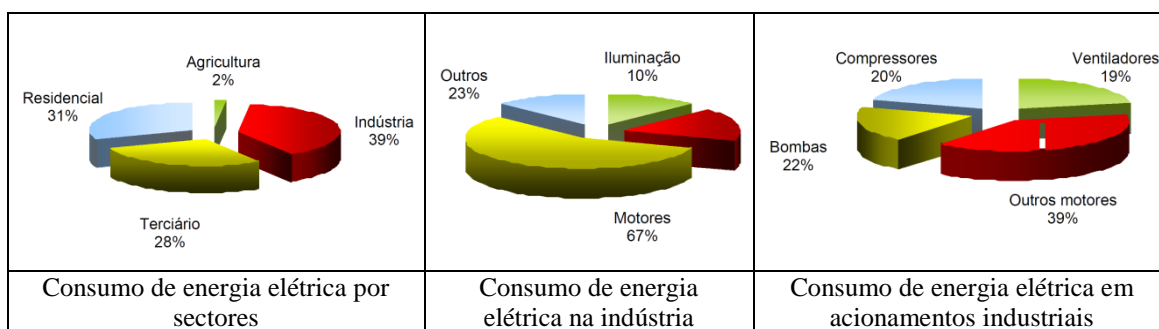


Figura 1 - Consumos de energia elétrica em Portugal

2.1.3. Poupança energética através dos conversores eletrônicos de potência

Muitos dos motores encontram-se sobredimensionados para acionar os equipamentos aos quais estão acoplados, trabalhando assim em regimes abaixo da carga nominal ou então encontrando-se incorretamente dimensionados existindo perdas noutras partes do sistema mecânico.

Para aumentar a eficiência energética dos sistemas industriais, uma das tecnologias utilizadas têm sido a aplicação de variadores eletrônicos de velocidade com o objetivo de diminuir as perdas de energia elétrica atendendo a que, sendo elevada a percentagem dos motores elétricos no consumo de eletricidade industrial a economias obtidas com aplicações para redução do consumo, são muito significativas.

Vários estudos indicam a utilização dos variadores eletrônicos de velocidade como a medida com maior economia de energia em acionamentos elétricos atendendo a que o sobredimensionamento é devido á utilização de fatores de segurança muito elevados na escolha do motor, e ao desconhecimento exato do valor da carga ou do equipamento que o motor vai acionar. O sobredimensionamento considera-se excessivo sendo 30% superior ao valor nominal da carga, implicando três desvantagens [5].

- Maior investimento inicial no motor e no equipamento associado.
- Diminuição do rendimento do motor o que aumenta os custos de energia elétrica
- Diminuição do fator de potência.

Assim sendo, para a maioria das aplicações, em termos de consumo energético, a situação ideal será o ajuste da velocidade do motor á necessidade do equipamento que este aciona, pois os respetivos motores elétricos têm potências fixas reguladas para o caudal nominal do fluido pretendido. Na maioria dos casos os caudais necessitam de ser regulados durante os processos de utilização, o que é conseguido com recurso a dispositivos de estrangulamento como válvulas reguladoras de pressão ou “*dampers*”, os quais originam perdas de carga consideráveis causando grande desperdício de energia.

Os variadores eletrônicos de velocidade na industria, dispõem de uma vasta gama de velocidades, binários e potências, originando economias de energia da ordem

dos 20 a 25%, redução dos picos de potência durante os arranques e correção do fator de potência, pelo que se obtém uma diminuição na fatura da energia reativa assim como um aumento da duração do tempo de vida útil dos motores e uma diminuição de equipamentos nos quadros elétricos atendendo a que os variadores eletrónicos de velocidade dispõem de várias proteções tais como contra curtos circuitos, sobrecargas ou falta de fase [2] [5].

2.2. Poupança energética nos principais acionamentos industriais

Sendo os sistemas de bombagem, de ventilação e de ar comprimido, conforme observado no gráfico da figura 1, os três maiores consumidores de energia a nível industrial, serão alvo de uma análise individual, onde serão apresentados os seus princípios de funcionamento e o modo em como os variadores eletrónicos de velocidade poderão reduzir os respetivos consumos de energia.

2.2.1. Sistemas de bombagem

Um sistema de bombagem, basicamente é constituído por cinco componentes sendo eles, bomba, motor elétrico, válvulas, tubagem e equipamento final, normalmente um tanque ou depósito, geralmente existindo na indústria em numero muito elevado. Em bombas com grandes variações de caudal ou pressão, quando estas grandezas atingem valores inferiores a 75% do valor nominal, verifica-se um desperdício energético o qual poderá ser devido a um estrangulamento excessivo, a grandes caudais desviados por “*by-pass*” ou ao funcionamento de bombas desnecessário. Entre as várias medidas adotadas para a redução de consumo, uma delas consiste na instalação de um variador eletrónico de velocidade destinado a regular o caudal evitando assim a utilização de um dispositivo de estrangulamento, como por exemplo uma válvula redutora de caudal.

Os variadores eletrónicos de velocidade proporcionam a otimização do consumo de energia, ao ajustarem a velocidade da bomba em função do caudal necessário. Independentemente de outras medidas adotadas a aplicação dos variadores eletrónicos de velocidade é a que possibilita a maior oportunidade de economia energética, convertendo grupos de eletrobombas de velocidade constante em grupos de eletrobombas de velocidade variável. No caso das bombas, sendo estas cargas de binário

variável, o binário variam com o quadrado da velocidade e a potência com o cubo da velocidade, sendo o caudal proporcional à velocidade. Reduzindo a velocidade da carga, observa-se que, para mudanças relativamente pequenas de velocidade obtém-se uma grande diminuição na potência absorvida. Desta relação pode-se deduzir que reduzindo o caudal em 20% o consumo de energia poderá ser reduzido para metade.

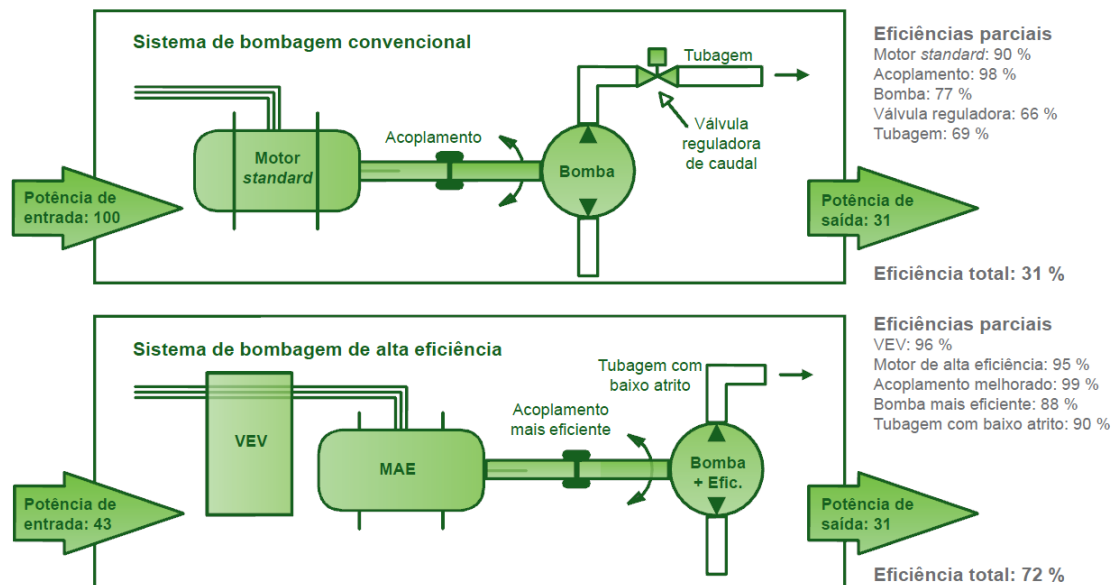


Figura 2 - Bombagem convencional e com variador eletrónico de velocidade

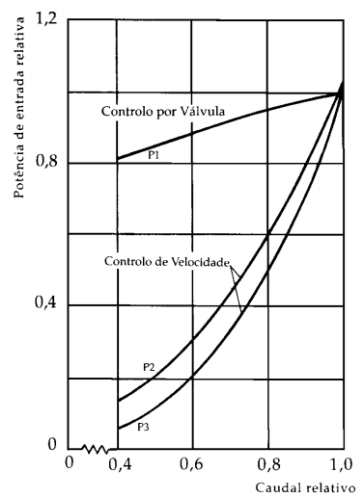


Figura 3 - Gráfico da potência consumida por uma bomba

2.2.2. Sistemas de ventilação

A principal função de um sistema de ventilação, consiste na movimentação de massas de ar a pressões suficientes para suplantar a resistência dos sistemas aos quais estão agregados. Nos sistemas convencionais de ventilação são consumidas grandes quantidades de energia, sempre são utilizadas válvulas ou outros dispositivos semelhantes para regular o caudal do ar.

Os sistemas de ventilação sendo também cargas de binário variável, tal como se verifica nos sistemas de bombagem, o binário também varia com o quadrado da velocidade e a potência com o cubo da velocidade, assim sendo, verifica-se que a instalação dos variadores de velocidade nos sistemas de ventilação é a medida que melhor conduz á poupança energética, dispensando válvulas ou sistemas de estrangulamento para regulação do caudal do ar. Os sistemas de ar condicionado são controlados por sensores que permitem regular a velocidade do variador com base nas temperaturas exteriores e interiores do ar, conduzindo assim a poupanças energéticas na ordem dos 20 a 50% em relação aos sistemas convencionais.

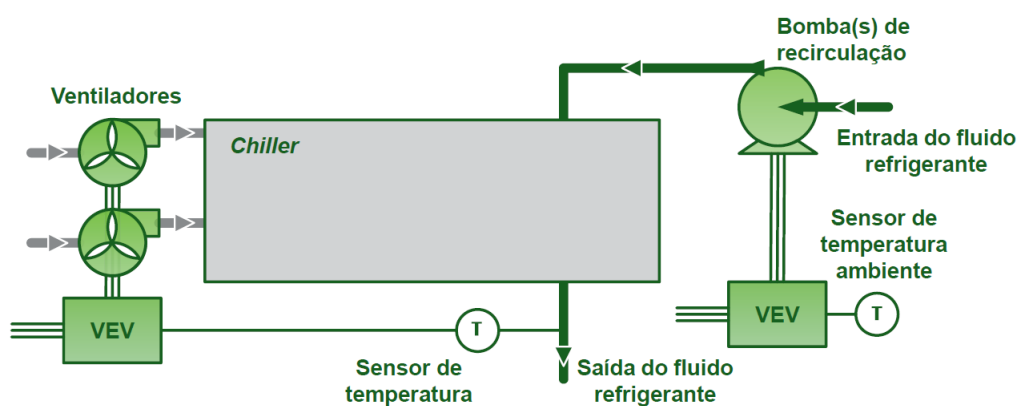


Figura 4 - Ventilação controlada por variador eletrónico de velocidade

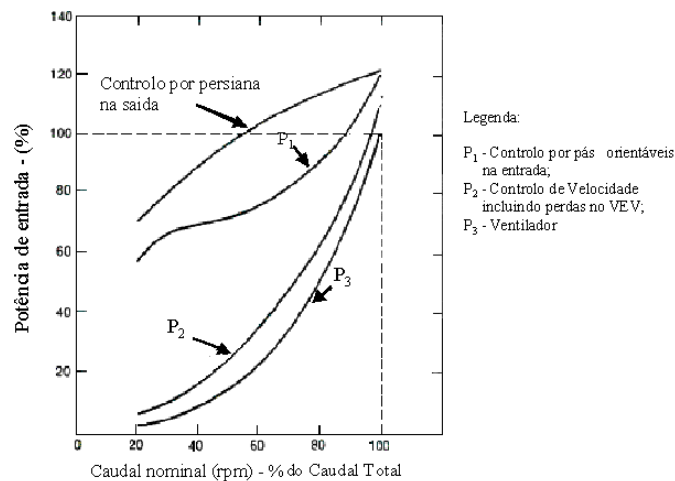


Figura 5 - Gráfico da potência consumida por um ventilador

2.2.3. Sistemas de ar comprimido

O ar comprimido é utilizado em quase todas as instalações industriais sendo uma forma versátil e flexível de transmitir energia, no entanto estima-se que 20% desta energia é desperdiçada. A utilização dos variadores eletrônicos de velocidade ajusta a velocidade do compressor em função das necessidades do sistema, inclusive o seu desligamento nas horas de não funcionamento. Entre as vantagens obtidas pode-se mencionar a redução de fugas devido á diminuição de oscilações bruscas de pressão e a maior durabilidade do compressor.

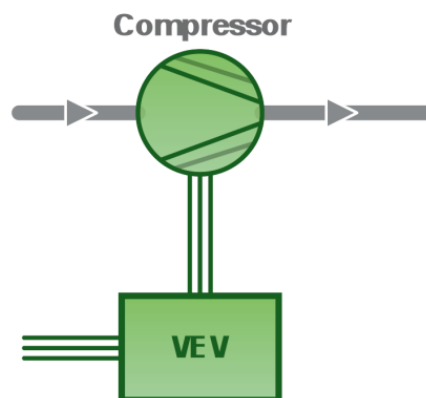


Figura 6 - Compressor acionado por um variador eletrônico de velocidade

2.3. A evolução dos variadores de velocidade

2.3.1. Variadores de velocidade tradicionais

Inicialmente os sistemas utilizados para variação de velocidade, consistiam em motores de indução com velocidade fixa, sendo necessário um segundo dispositivo para variar a velocidade, normalmente mecânico ou hidráulico.

2.3.1.1. Variadores de velocidade mecânicos

Os primeiros sistemas utilizados para obter uma velocidade diferente da velocidade nominal de um motor, foram os sistemas mecânicos atendendo á sua construção simples e baixo custo. Os mais usuais são os variadores com polias, os moto-redutores e os variadores *PIV* “*Positive Infinitely Variable*”.

1. Variador com polias fixas

Este sistema é utilizado onde se verifica a necessidade de um aumento ou diminuição de velocidade, sendo esta no entanto sempre fixa. Havendo a necessidade de uma nova velocidade, o equipamento deverá ser desligado e efetuada a troca de polias para uma nova relação de redução ou ampliação, sendo conseguida assim a nova rotação pretendida. Atendendo a este facto, a constante troca de polias dificulta o processo e rendimento deste método é baixo pois o motor encontra-se sempre á velocidade nominal independentemente das rotações na saída [9] [14].

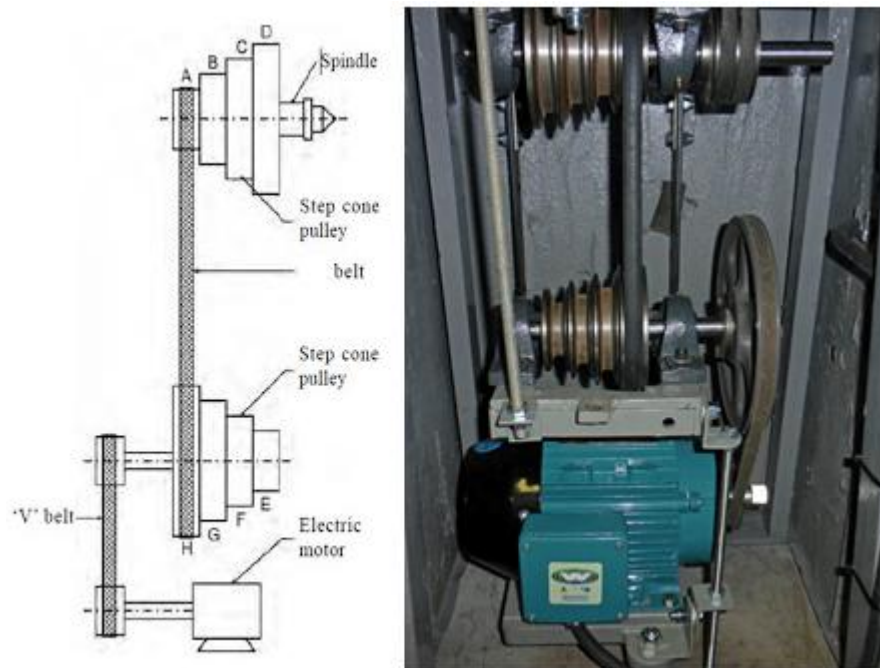


Figura 7 - Variador de velocidade com polias fixas

2. Variador com polias cónicas

Este sistema consiste em duas polias cónicas contrapostas. Através do posicionamento da correia sobre a superfície das polias, é possível variar a velocidade da máquina, pois sendo alterado o seu diâmetro relativo logo é alterada a sua relação de redução. Aplica-se em pequenos ajustes de sincronismo mecânico de baixa precisão, onde não seja necessária uma vasta gama de variação de velocidade e as variações não sejam rápidas e precisas [9] [14].

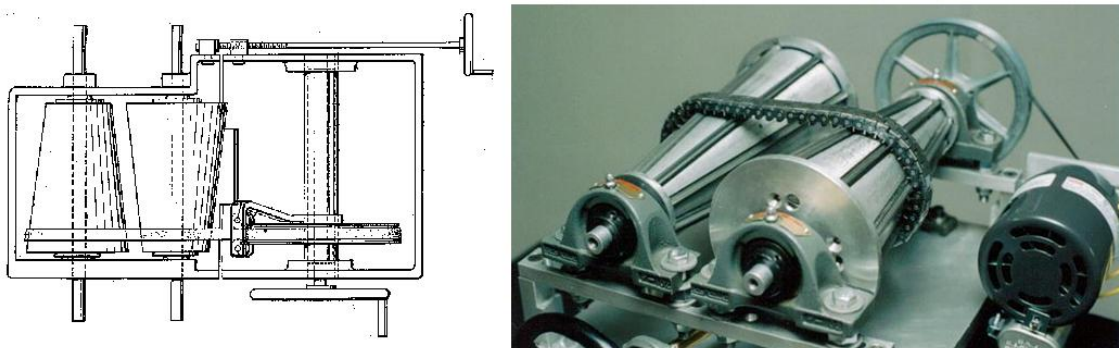


Figura 8 - Variador de velocidade com polias cónicas

3. Variador com polias variadoras

Este sistema consiste em duas falanges cónicas que formam uma polia, as quais podem movimentar-se sobre o eixo acionado. Com o aproximar das duas falanges, a correia é forçada a subir distanciando-se assim do eixo acionado o que origina a alteração do diâmetro relativo da polia e consequente variação da velocidade da máquina. Este sistema aplica-se nas mesmas circunstâncias que o variador com polias cónicas [9] [14].

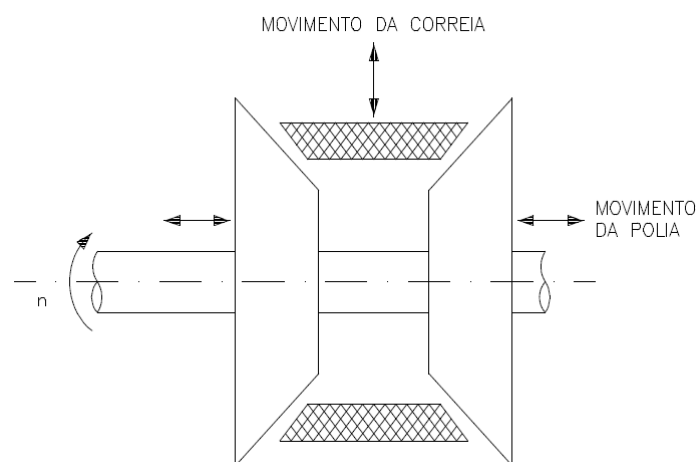


Figura 9 - Variador de velocidade com polias variadoras

4. Moto-redutor

Permite a variação de velocidade através de um jogo de engrenagens variáveis, no entanto não permite a utilização de um controlo remoto, sendo controlado apenas através de um comando local. O rendimento deste sistema é baixo, pois o motor gira sempre á velocidade nominal independentemente da rotação na saída, originando desperdício de energia elétrica. Este sistema está limitado a pequenas potências atendendo a que as engrenagens não suportam potências elevadas.

Os moto-redutores dividem-se em classes sendo os principais de engrenagens cilíndricas, de grupo cónico, de roda de coroa e parafuso sem-fim [9] [14].



Figura 10 – Moto-reductor

5. Variadores *PIV*

Os variadores *PIV*, “*Positive Infinitely Variable*”, são constituídos por duas polias em “V” capazes de variar os seus diâmetros por ação de parafusos. As polias estão ligadas entre si por uma correia que quando acionadas pelo parafuso de ajuste, sofrem alterações nos seus diâmetros. Aumentando o diâmetro de uma polia, origina uma diminuição exatamente igual no diâmetro da outra, conseguindo-se assim ajustar a velocidade de acionamento [14].

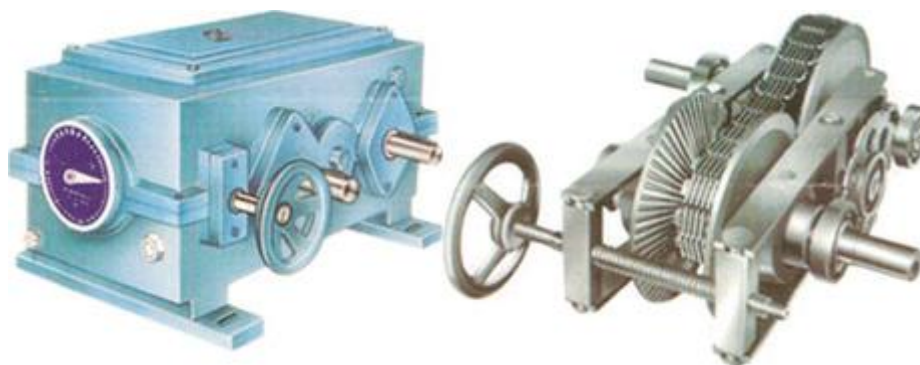


Figura 11 - Variador de velocidade PIV

2.3.1.2. Variadores de velocidade hidráulicos

1. Motor hidráulico

O motor hidráulico consiste na conversão da potência hidráulica de um fluido em potência mecânica o que permite a variação contínua de velocidade. Esta conversão é feita através de um dispositivo de engrenagens ou de um acionamento de pistões controlados por válvulas.



Figura 12 - Motor Hidráulico

Este sistema exige um circuito hidráulico com tubagens, bombas e motores elétricos auxiliares, sendo o controlo da velocidade feito através da pressão do fluido injetado no motor através de válvulas de estrangulamento no circuito hidráulico, donde quanto maior for a pressão maior é a velocidade. Este sistema é caracterizado por baixa rotação, entre as 5 e as 500 rpm, binário elevado e rotações nos dois sentidos. Destina-se a motores de baixa potência, tendo um custo baixo e perdas elevadas no circuito hidráulico. [9] [14]

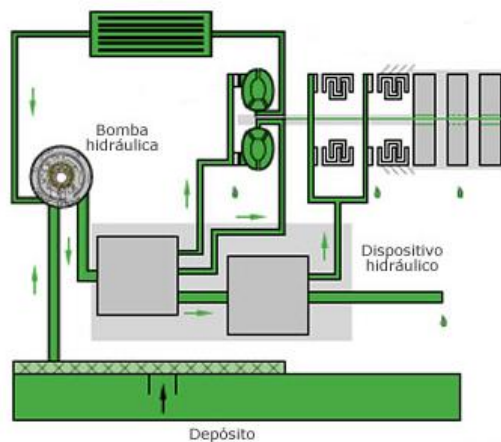


Figura 13 - Esquema de funcionamento de um motor hidráulico

2. Variador hidráulico ou hidrodinâmico

Este tipo de variador consiste num acoplamento hidrodinâmico que interliga o acionador principal, normalmente um motor elétrico, à máquina acionada sendo a potência transmitida pela transferência de energia cinética do óleo, o qual se encontra no interior de um recipiente fechado. Este sistema permite a variação contínua de velocidade e é constituído por um eixo de entrada de rotação fixa e um eixo de saída, cada um com um disco acoplado. A rotação pode variar desde 0 a 80% da rotação do eixo de entrada e quanto mais elevado for o nível do fluido no interior da câmara de trabalho, maior será a velocidade da máquina acionada.

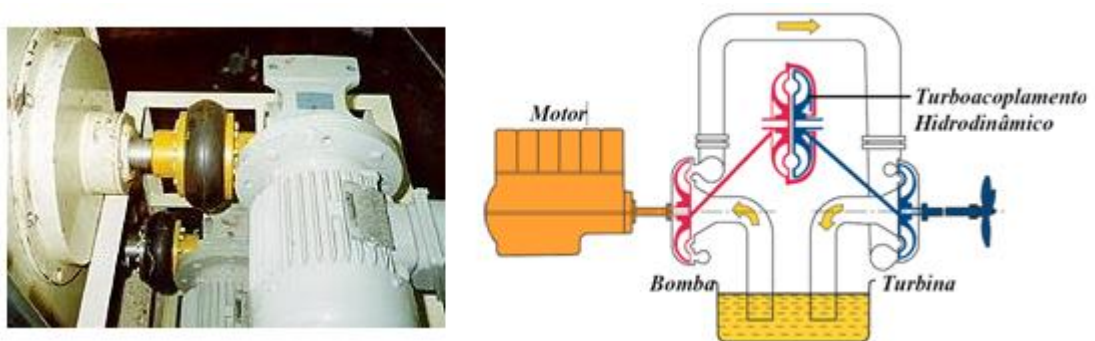


Figura 14 - Variador hidrodinâmico

O rotor da bomba absorve a energia mecânica do motor elétrico, a qual transforma em energia cinética posteriormente transmitida ao fluido. Esta é absorvida pelo rotor da turbina que a transforma novamente em energia mecânica com destino à máquina acionada.

O acoplamento hidrodinâmico permite a variação da rotação na saída para a máquina acionada, através da variação da quantidade de óleo dentro da câmara de trabalho. Essa variação ocorre por intermédio do ajuste do posicionamento do tubo captador de óleo, proporcionando o controlo da máquina acionada. O variador hidráulico ou hidrodinâmico é normalmente utilizado em acionamentos por motores elétricos de médias e altas tensões de alimentação. [9] [10] [14].

Todos estes métodos apresentam desvantagens como consumo excessivo de energia, limitação na gama de velocidades e necessidade de manutenção.

2.3.2. Características atuais dos conversores eletrônicos de potência

Sendo inicialmente constituídos por elementos mecânicos, com o objetivo de ajustar a velocidade ao respetivo recetor, os variadores de velocidade evoluíram posteriormente para os reóstatos de arranque, com acionamentos em corrente contínua. Estes porém, apresentavam os inconvenientes das condicionantes deste tipo de corrente, sendo eles a segurança e a manutenção do coletor do motor. Os variadores eletromagnéticos foram também adotados, mas foi com o avanço da eletrónica de potência que foi possível a construção dos conversores eletrónicos de potência.

Atualmente estes equipamentos abrangem uma gama de potências compreendida entre os 0,18 [6] [12] e os 5300 kW [7], funcionando com tensões de 200/240 V, 380/480 V, 500/690 V [13], existindo ainda variadores eletrónicos de velocidade que operam em média tensão.

Dos métodos de controlo da frequência, o mais vulgar é o de Modelação por Largura de Pulso, denominado PWM "*Pulse Width Modulation*" o qual resulta da composição de uma onda triangular com uma onda sinusoidal, originando uma onda quadrada [17]. Devido ao bom fator de potência em qualquer regime de carga e ao baixo conteúdo de harmónicos, o sistema PWM é o mais utilizado.

Um conversor eletrónico de potência para acionamento de motores de indução, normalmente é constituído por três blocos distintos, sendo eles de retificação, tensão contínua, e ondulação, podendo dispor no mesmo equipamento das duas principais estratégias de controlo, o controlo escalar, que consiste na variação da tensão e da frequência e o controlo vetorial que consiste na dissociação da corrente do estator em duas componentes, o qual pode ser efetuado em malha fechada, com recurso a um transdutor de velocidade denominado "*encoder*", ou sem realimentação de velocidade também denominado "*sensorless*" [18] [20].

A regulação da velocidade, no controlo escalar tem uma precisão de 1% da velocidade nominal ao passo que no controlo vetorial, em malha aberta, a precisão é de 0,5% e em malha fechada poderá ir de 0,1 a 0,01% da velocidade nominal [9]. As rampas de aceleração e desaceleração oscilam entre 0,01 e 60000 segundos [22], as

gamas de frequências de saída situam-se entre 0 e 1000 Hz e a frenagem poderá ser por injeção de corrente contínua, inercia ou rampa de desaceleração [22].

As proteções asseguradas pelos variadores de eletrónicos de velocidade reduzem os equipamentos nos quadros eléctricos e podemos salientar as principais:

- Sobreensões e subtensões
- Sobrecargas e curto-circuitos
- Falta de fase
- Sobreaquecimento
- Falha do “*encoder*”
- Erros e falhas de comunicação de dados [9]

2.4. Controlo de velocidade do motor assíncrono.

O princípio de funcionamento do motor assíncrono ou de indução baseia-se num campo magnético variável aplicado no estator, o qual é denominado campo girante. A velocidade do campo girante é constante sendo dependente da frequência da tensão de alimentação e do número de polos, sendo esta relação expressa pela equação apresentada em 2.1.

$$n = \frac{120 \times f}{p} \quad 2.1$$

Este campo magnético induz forças eletromotrizes no rotor criando neste outro campo girante que ao tentar alinhar-se com o do estator origina o movimento de rotação, rodando no entanto a uma velocidade inferior do campo girante do estator. Esta diferença de velocidades designa-se por deslizamento e é apresentada em 2.2

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \times 100 \quad 2.2$$

Analisando estas duas equações é possível deduzir a equação da velocidade do rotor apresentada em 2.3.

$$n = \frac{120 \times f \times (1 - s)}{p} \quad 2.3$$

Observando esta equação podemos concluir que a variação de velocidade do motor de indução pode ser obtida através da variação do número de par de polos, do deslizamento ou da frequência.

2.4.1. Variação do número de polos

Sendo a velocidade de sincronismo n igual ao quociente entre a frequência f e o número de polos p , variando p a velocidade n variará do mesmo modo. No entanto esta variação não é progressiva, é por escalões, sendo a maior parte das vezes os motores constituídos apenas com dois escalões de velocidade á razão de 2:1. A comutação do número de polos do estator pode ser executada de várias maneiras:

- Montagem no estator de um enrolamento único e variação do número de polos por comutação dos sectores em que este enrolamento se encontra dividido.
- Montagem no estator de dois enrolamentos independentes
- Montagem no estator de dois enrolamentos independentes tendo cada um vários sectores de comutação.

Estes motores desenvolvem a mesma potência nas duas velocidades, sendo o rendimento um pouco superior na velocidade menor ao passo que o $\cos \varphi$ é mais elevado na velocidade maior, sendo as velocidades de funcionamento próximas das 1800 e 3600 rpm. [15] [16]

2.4.2. Variação do deslizamento

A variação de velocidade através da variação do deslizamento pode ser obtida através de duas formas, sendo eles a variação da resistência do circuito do rotor e a variação da tensão aplicada ao motor.

1. - Variação da resistência do circuito do rotor

Este método de variação de velocidade com recurso a um reóstato intercalado no circuito rotórico, só é viável em motores de rotor bobinado. O processo de regulação da velocidade é o mesmo dos motores de corrente contínua, no entanto origina uma

diminuição do rendimento devido á potencia dissipada no reóstato de regulação sendo considerado um método pouco económico.

2. - Variação da tensão aplicada ao motor

A regulação da velocidade por variação da tensão primária, operando em tensões reduzidas, implica que o binário motor varia com o quadrado da relação da redução da tensão. Este método só permite a regulação dentro de limites apertados e apresenta as desvantagens de ser um método caro, encontrando-se a trabalhar a uma tensão reduzida. A sua capacidade de reserva é reduzida e o binário de arranque pode não ser suficiente para mover uma carga de binário constante.

2.4.3. Variação da frequência

Ao variar a frequência da tensão do motor varia também a velocidade do campo girante, no entanto o deslizamento mantém-se constante o que permite otimizar as perdas de acordo com a carga. A variação da frequência da tensão origina ainda a variação da velocidade síncrona de valores desde zero até á frequência máxima o que implica que a relação entre o binário motor e a velocidade não sofre alteração.

2.5. Conversores eletrónicos de frequência

O conversor eletrónico de frequência converte a tensão da rede de amplitude e frequência constantes, numa tensão de amplitude e frequência diferentes da original, podendo esta conversão ser obtida de forma direta através de um ciclo conversor ou de forma indireta através de um circuito intermédio.

2.5.1. Conversores diretos

Os dois tipos de conversores diretos mais usuais, que a partir de uma tensão alternada diretamente da rede produzem na saída uma tensão igualmente alternada mas de características distintas, são os variadores de tensão e os ciclo conversores.

Os variadores de tensão apenas alteram o valor da tensão, sendo aplicados em controlo de temperatura, reguladores de tensão, controle de intensidade luminosa em lâmpadas incandescentes e acionamentos suaves de motores de indução.

Os ciclo conversores permitem obter uma tensão e uma frequência distintas da tensão e frequência de entrada, sendo os conversores diretos mais utilizados. São constituídos por seis pontes retificadoras trifásicas, duas por cada fase, dispostas em antiparalelo. Na alternância positiva a corrente é fornecida por uma das pontes sendo fornecida pela outra na alternância negativa.

As tensões de saída são obtidas pelo controlo dos pulsos, através de tirístores, da tensão do secundário do transformador do conversor, sendo a frequência determinada pela seleção dos intervalos de mudança da ponte direta para a ponte inversa. A gama de frequência de saída situa-se entre 0 e 33% da frequência da fonte, sendo o seu valor típico de 5 Hz e o valor máximo próximo dos 20 Hz, pelo que a partir deste valor, a onda de saída apresenta-se distorcida não apresentando características de uma onda sinusoidal. Os ciclo conversor são utilizados em acionamentos que requerem grandes potências, superiores a 7,5 MW, e baixas velocidades, com binários de carga elevados, acionando normalmente motores síncronos de moinhos de cimento ou laminadores [14] [18].

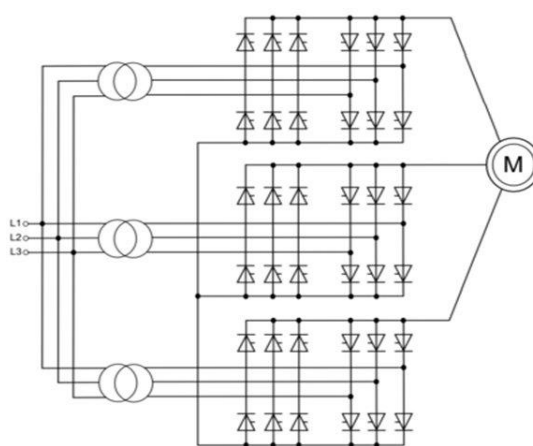


Figura 15 - Ciclo conversor trifásico

2.5.2. Conversores indiretos

Os conversores indiretos são compostos por um circuito retificador, que gera uma tensão contínua a partir da tensão alternada da entrada, um circuito inversor que origina uma tensão alternada de frequência variável e um circuito intermédio designado por “*Link DC*” que efetua o desacoplamento entre o circuito retificador e o circuito inversor tornando a tensão e a frequência de saída independentes da entrada. Conforme o género dos seus circuitos intermédios, os conversores indiretos podem classificar-se como:

Circuitos de corrente imposta

Circuitos de tensão imposta

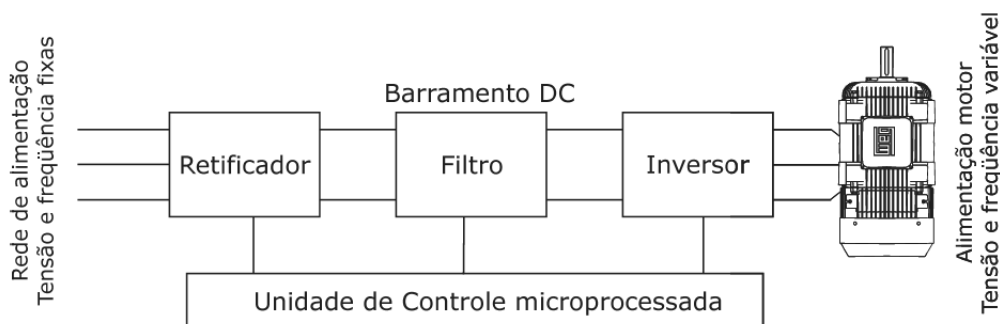


Figura 16 - Esquema de um conversor indireto

2.5.2.1. Circuito de corrente imposta

O circuito de corrente imposta é constituído por um retificador e um inversor sendo o circuito intermédio constituído por uma bobina a qual regula a corrente que alimenta o circuito inversor. Neste método a corrente é imposta ao motor, a qual circula sempre no mesmo sentido, sendo a amplitude e o ângulo de fase da tensão dependentes da carga.

O circuito inversor é constituído por tirístores, devido á sua aplicação em potências elevadas, sendo o corte e a condução da corrente auxiliados por doidos, que efetuam a condução da corrente ao motor pela parte superior do circuito retornando esta

ao circuito de corrente contínua pela parte inferior. Os condensadores possibilitam que a comutação seja efetuada sem picos de tensão.

Este tipo de conversores é utilizado em gamas de potência média e elevada, normalmente de valores entre os 500 kW e 4 MW e sendo controlados por corrente é possível um controlo mais exato do binário motor pelo que se tornam adequados para acionamentos mais exigentes do ponto de vista dinâmico como por exemplos servo – mecanismos [14] [20].

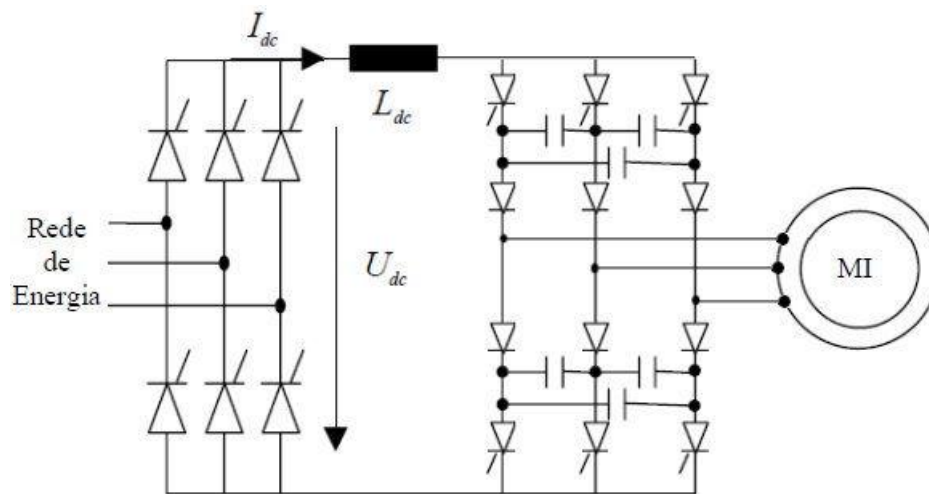


Figura 17 - Circuito de corrente imposta (CSI)

2.5.2.2. Circuito de tensão imposta

O circuito de tensão imposta é semelhante ao de corrente sendo constituído igualmente por um retificador e um inversor, consistindo a diferença em relação ao anterior no circuito intermédio. Na parte de potência, a retificação é efetuada por intermédio de uma ponte de díodos a qual retifica a tensão alternada da rede, com valor fixo, em tensão contínua. A filtragem consiste num circuito intermédio composto por um banco de condensadores, originando uma separação entre a tensão de entrada e a tensão de saída, garantindo o fornecimento de tensão contínua à etapa seguinte. A conversão converte a tensão contínua, por intermédio de transístores de potência, numa tensão alternada muito próxima da tensão sinusoidal de frequência diferente da frequência de entrada.

Os semicondutores utilizados são normalmente MOSFET's ou IGBT's, os quais controlam a tensão retificada, fazendo com que o inversor forneça corrente dependendo da carga. Através de métodos de controlo, a frequência de saída bem como o valor eficaz são determinados pela comutação dos semicondutores, daí esta ser a topologia mais usual em aplicações industriais, nomeadamente em variadores de velocidade, apresenta um rendimento superior e um custo menor em relação à topologia do tipo de corrente imposta.

1. Retificação

O retificador recebe a tensão e frequência da rede de alimentação, sendo a tensão alternada transformada em contínua através de um retificador de onda completa. A tensão de alimentação é alternada sinusoidal sendo a frequência fixa, de valor 50 Hz.

A retificação da onda sinusoidal é efetuada por quatro díodos em ponte, dos quais, apenas dois conduzem em cada semi-ciclo. No semi-ciclo positivo a onda sinusoidal mantém o valor positivo, no semi-ciclo negativo a onda sinusoidal inverte a polaridade apresentando igualmente um valor positivo. A onda resultante é uma onda sinusoidal apenas com alternâncias positivas [17].

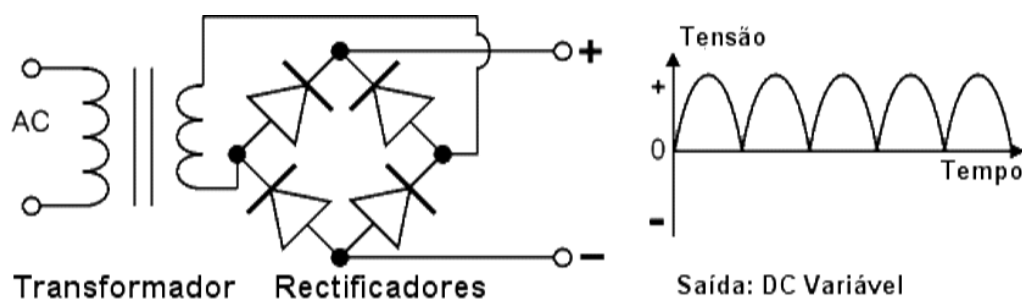


Figura 18 - Bloco de retificação de um circuito de tensão imposta

2. Filtragem

A filtragem, também denominada filtro ou “*link CC*” tem como função regular a tensão retificada de onda completa, através do armazenamento de energia por meio de condensadores em paralelo á saída do retificador, transformando esta numa tensão contínua. Na figura 19 é apresentado um esquema simplificado, onde o condensador é carregado até á tensão de pico do retificador, atingindo este ponto inicia-se a descarga que se prolonga durante a fase descendente da tensão retificada, originando assim uma tensão contínua ainda que com alguma flutuação originada pela incompleta supressão da componente alternada, situação esta que se designa por “*ripple*” [17].

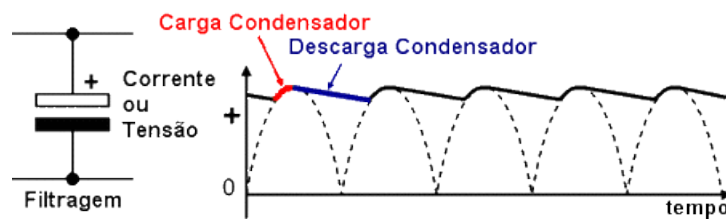


Figura 19 - Bloco de filtragem (Link DC) de um circuito de tensão imposta

3. Conversão

O bloco conversor é constituído por seis transístores de potência, os quais convertem a tensão contínua proveniente do bloco da etapa intermédia, num sinal alternado com tensão e frequência variáveis.

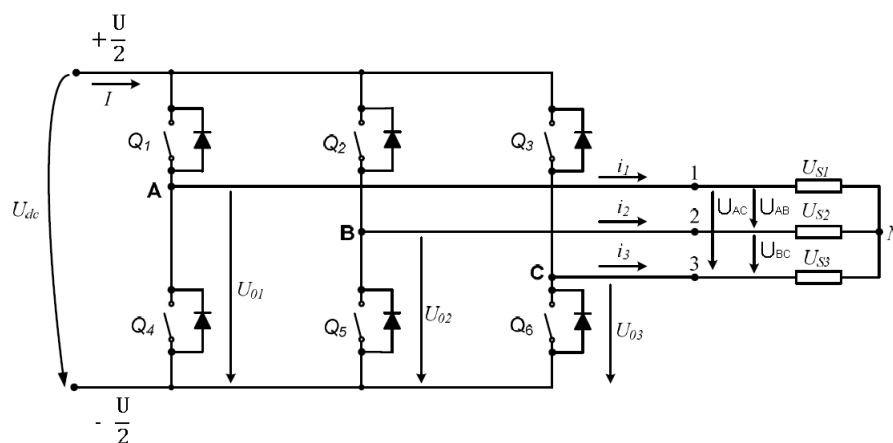


Figura 20 - Bloco de ondulação de um circuito de tensão imposta

A conversão é efetuada através da conexão da tensão contínua aos terminais dos transístores de potência. O controlo deste sistema é efetuado pelo circuito de comando com o objetivo de obter um sistema de tensões alternadas e desfasadas em 120°. A tensão deverá ser proporcional á frequência para que o fluxo e o binário sejam constantes.

O circuito de comando origina a geração de impulsos de controlo dos transístores. Atuando nas bases destes controla-se a frequência do sinal trifásico gerado. Como a tensão de entrada no inversor é contínua, a frequência de saída para o motor é independente da frequência da rede, o que permite gerar uma frequência de saída com valor superior ao valor original, o valor de entrada. Para um sistema trifásico utilizam-se seis transístores de potência, os quais são ligados três a três, obtendo oito combinações possíveis das quais só seis serão utilizadas. No primeiro tempo apenas estão ligados os transístores T_1 , T_2 e T_3 sendo o valor das tensões U_{AB} , U_{BC} e U_{AC} igual a:

$$\begin{aligned}U_{AB} &= +U/2 - U/2 = 0 \\U_{BC} &= +U/2 - (-U/2) = +U \\U_{AC} &= -U/2 - U/2 = -U\end{aligned}$$

Os seis tempos de comutação e o valor das tensões estão expostos na tabela 1 [17].

Tabela 1 - Tempos de comutação dos transístores

Tempos de comutação	Transístores ligados	U_{AB}	U_{AC}	U_{BC}
1.º Tempo	T1 T2 T3	0	+ U	- U
2.º Tempo	T2 T3 T4	- U	+ U	0
3.º Tempo	T3 T4 T5	- U	0	+ U
4.º Tempo	T4 T5 T6	0	- U	+ U
5.º Tempo	T5 T6 T1	+ U	- U	0
6.º Tempo	T6 T1 T2	+ U	0	- U

As novas tensões monofásicas nos enrolamentos do estator U_{AN} , U_{BN} e U_{CN} poderão ser calculadas através da relação entre as tensões simples e as tensões compostas conforme é seguidamente indicado:

$$\begin{cases} U_{AB} = U_{AN} - U_{BN} \\ U_{BC} = U_{BN} - U_{CN} \\ U_{CA} = U_{CN} - U_{AN} \end{cases}$$

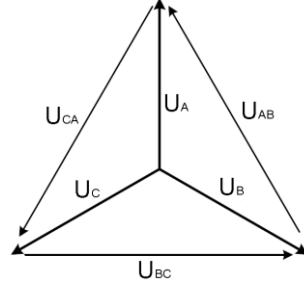


Figura 21 – Diagrama de tensões

$$\begin{cases} U_{AN} + U_{BN} + U_{CN} = 0 \\ U_{AB} = U_{AN} - U_{BN} \\ U_{BC} = U_{BN} - U_{CN} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} U_{AN} = U_{AB} + U_{BC} + U_{CN} \\ U_{BN} = U_{BC} - U_{CN} \\ U_{CN} = -U_{AN} - U_{BN} \end{cases}$$

Após a resolução do sistema as tensões simples de saída do inversor serão obtidas por:

$$\begin{cases} U_{AN} = \frac{2U_{AB} + U_{BC}}{3} \\ U_{BN} = \frac{2U_{BC} + U_{CA}}{3} \\ U_{CN} = \frac{2U_{CA} + U_{AB}}{3} \end{cases}$$

As tensões de disparo dos transístores, as tensões compostas e as formas de onda das tensões simples resultantes, as quais são denominadas por onda de seis degraus, “*six-step wave*” podem ser visualizadas no gráfico da figura 23 [18]. Esta topologia composta por seis transístores de potência é denominada topologia de dois níveis, sendo a mais utilizada visto ser de tecnologia mais simples e de menor custo. Em situações onde sejam requeridas potências elevadas, existe uma topologia com doze transístores de potência denominada topologia de três níveis, mais adequada a este tipo de exigências apresentando ainda a vantagem de a tensão de saída ser uma forma de onda mais aproximada da tensão sinusoidal.

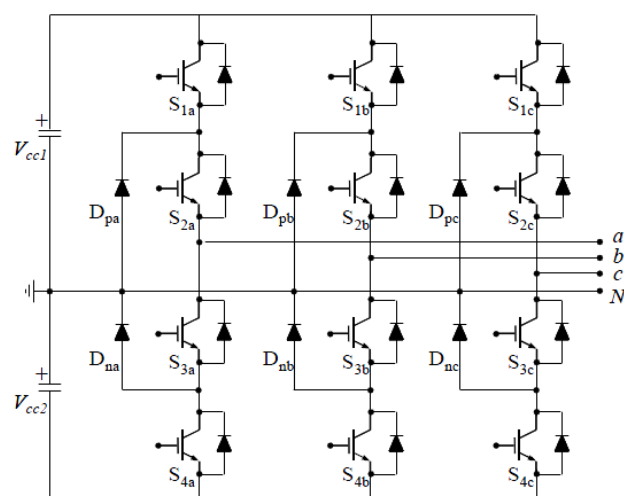


Figura 22 - Topologia de três níveis

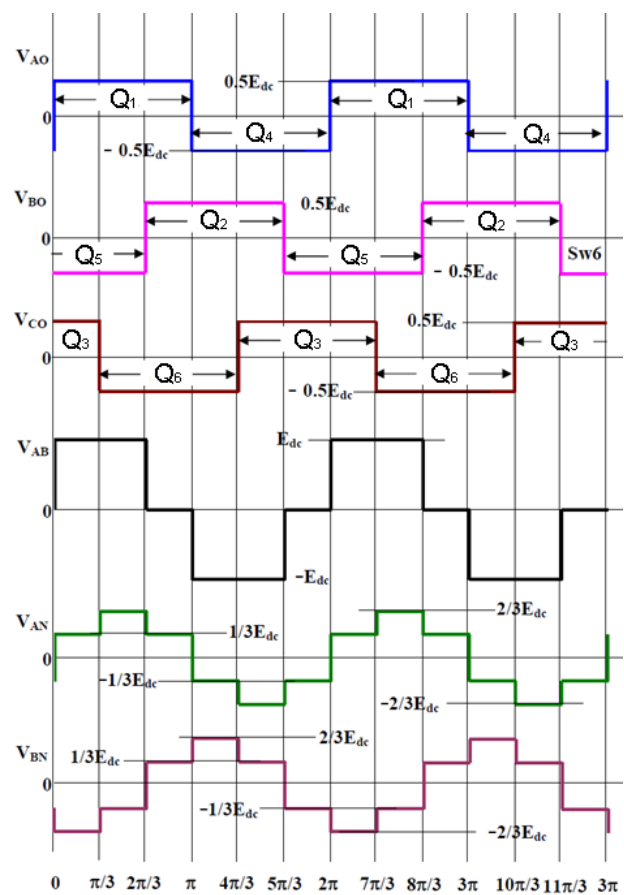


Figura 23 - Geração de pulsos e formas de onda de tensão de saída

O sistema de controlo é constituído pela unidade central de processamento, CPU, pelo interface homem/máquina, IHM e por interfaces analógicas ou digitais.

A unidade central de processamento é constituída por um microprocessador onde estão armazenadas todas as informações tais como parâmetros e dados do sistema. É também esta unidade que comanda a entrada em funcionamento dos transístores de potência para dar origem á ondulação. O interface homem/máquina dispõe de um “*display*” que permite visualizar as ocorrências no variador de velocidade, como a tensão, corrente, frequência ou sentido de giro e parametrizar as suas funções, ligar ou desligar o variador, variar a velocidade, através de um teclado. Os interfaces poderão receber sinais analógicos para controlar a tensão, sinal este que varia entre os 0 e 10 Vcc ou sinais digitais com origem em sondas instaladas nos equipamentos acionados pelo motor [17].

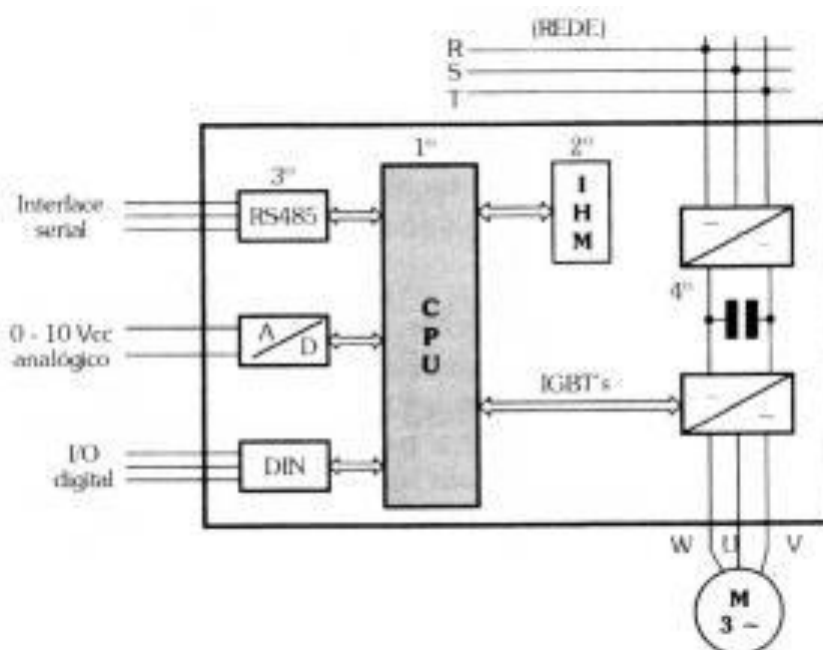


Figura 24 - Diagrama de blocos de um conversor indireto de frequência

2.6. Modulação por largura de pulsos

A modulação por largura de pulsos consiste em amostras representadas por impulsos de amplitude fixa e largura proporcional à tensão do sinal no instante da amostragem sendo o método mais utilizado para controlo dos inversores de tensão [21].

Existem várias técnicas para efetuar a modelação por largura de pulsos, tendo sempre como base o controlo da corrente ou da tensão, apresentando vantagens e desvantagens dependendo do que é pretendido implementar. Das variantes seguidamente apresentadas será efetuada uma descrição dos sistemas mais vulgarmente utilizados sendo eles o de modelação por largura de pulso sinusoidal e a de modelação por vetor espacial.

- Modelação por largura de pulso sinusoidal
- Eliminação seletiva de harmónicos
- Corrente de mínima ondulação
- Modelação por Vetor Espacial
- Modelação por largura de pulso aleatória
- Comparador com Histerese
- Modelação por largura de pulso sinusoidal com corrente de controlo instantânea
- Modelação delta
- Modelação sigma-delta
- Modulação por largura de pulsos sinusoidal

O método de modelação por largura de pulsos sinusoidal, “*Sinusoidal Pulse Width Modulation*”, o qual é muito utilizado nos variadores de velocidade aplicados na indústria, consiste na comparação de uma onda triangular com uma onda sinusoidal, que se pretende á saída do inversor, onde os pontos de interceção correspondem aos pontos de comutação dos transístores de potência do inversor. O sinal resultante, o qual é injetado nos transístores de potência originando a comutação destes, consiste numa tensão em forma de onda quadrada denominada impulso.

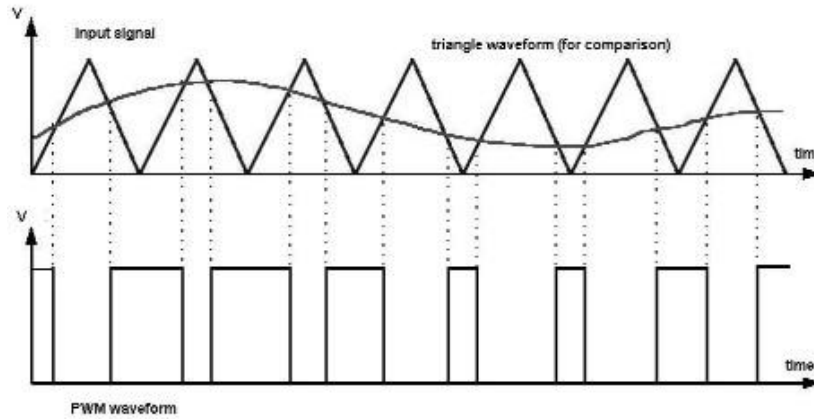


Figura 25 - Diagrama de geração de impulsos pelo sistema "SPWM"

A onda sinusoidal designa-se por onda modeladora e a onda triangular designa-se por onda portadora cuja frequência se situa na faixa dos kHz, devendo a frequência da onda sinusoidal ser no mínimo vinte vezes inferior á da onda triangular. A comparação é efetuada com recurso a um microcontrolador cujos sinais de saída são digitais, com valores de 0V ou 5V, os quais definem a comutação dos transístores de potência

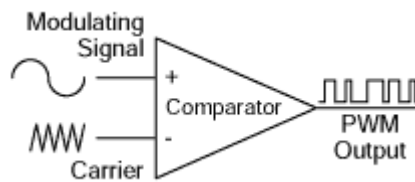


Figura 26 - Amplificador operacional de geração de largura de impulsos

A modelação da amplitude da forma de onda *PWM* resultante, m_a , é dada pelo quociente entre a tensão de pico da onda sinusoidal, v_s e a tensão de pico da onda triangular, v_t , e a modelação da frequência m_f é dada pelo quociente entre a frequência da onda triangular, f_s e a frequência da onda frequência, f_1 , conforme se pode observar nas equações 2.4 e 2.5.

$$m_a = \frac{v_s (pico)}{v_t (pico)} \quad (2.4)$$

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (2.5)$$

A modulação por largura de pulsos em inversores trifásicos é efetuada com recurso a três ondas senoidais com a mesma frequência e amplitude e desfasadas entre si 120° , as quais são comparadas com a mesma onda triangular, obtendo-se três sinais de saída igualmente em forma de impulsos.

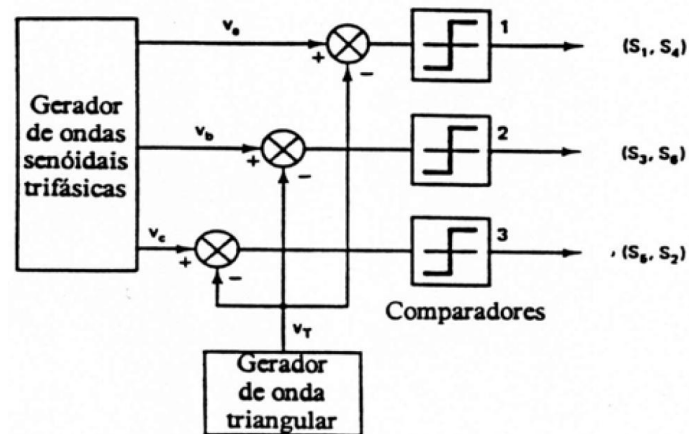


Figura 27 - Diagrama de blocos de gerador trifásico de ondas sinusoidais

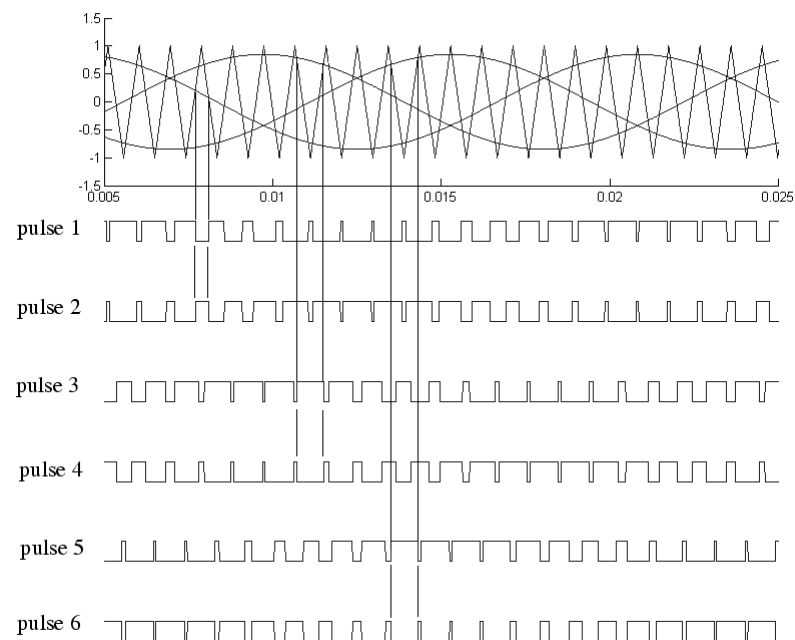


Figura 28 - Diagrama de geração de impulsos trifásica

A modelação por vetor espacial é um método avançado de modelação por largura de pulso, sendo provavelmente o melhor método de todas as técnicas de modelação de largura de pulso. Atendendo às suas características apresenta um desempenho superior, visto produzir uma onda sinusoidal com menos distorção harmônica total, e permitir maior liberdade de implementação, pelo que atualmente é bastante aplicada.

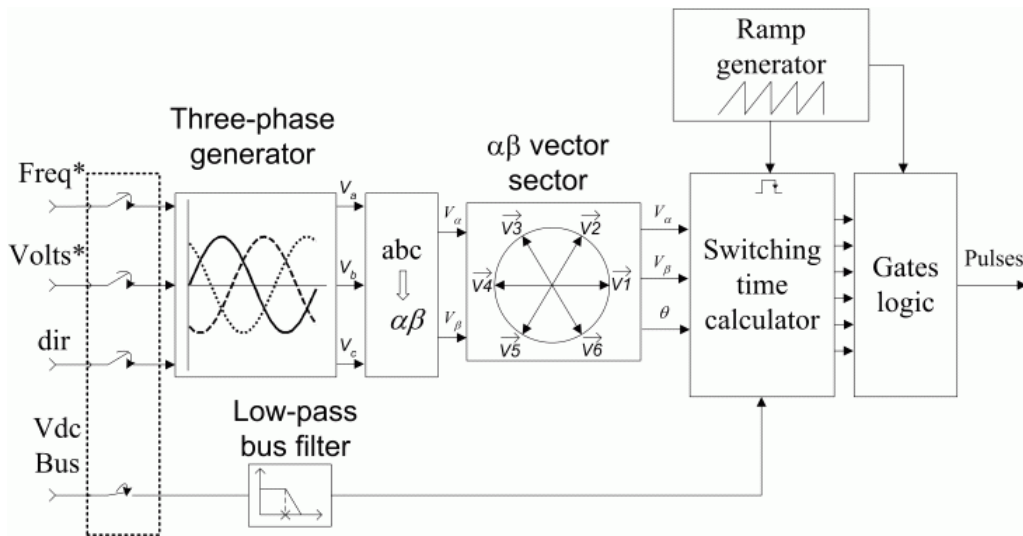


Figura 29 – Diagrama de blocos de modelação por vetor espacial

Conforme se pode observar na figura 29, este sistema é composto por um gerador de ondas trifásico de amplitude e frequência variáveis, estando estas desfazadas 120°. Posteriormente este sistema trifásico abc é transformado num sistema difásico $\alpha\beta$ onde a resultante da soma vetorial das componentes V_a e V_b , é o vetor espacial de tensão V . Este vetor é rotativo devido à variação constante das suas componentes vetoriais conforme se pode observar nas equações 2.6 e 2.7.

$$V_a = \frac{2}{\sqrt{3}} V \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad (2.6)$$

$$V_b = \frac{2}{\sqrt{3}} V \sin \alpha \quad (2.7)$$

O filtro passa-baixo é usado para remover picos de tensão resultantes da medição da tensão do barramento DC, sendo esta medição utilizada para calcular o vetor de tensão aplicado ao motor. O plano $\alpha\beta$ onde roda o vetor de tensão é dividido em seis setores espaçados em 60° , conforme apresentado na figura 30.

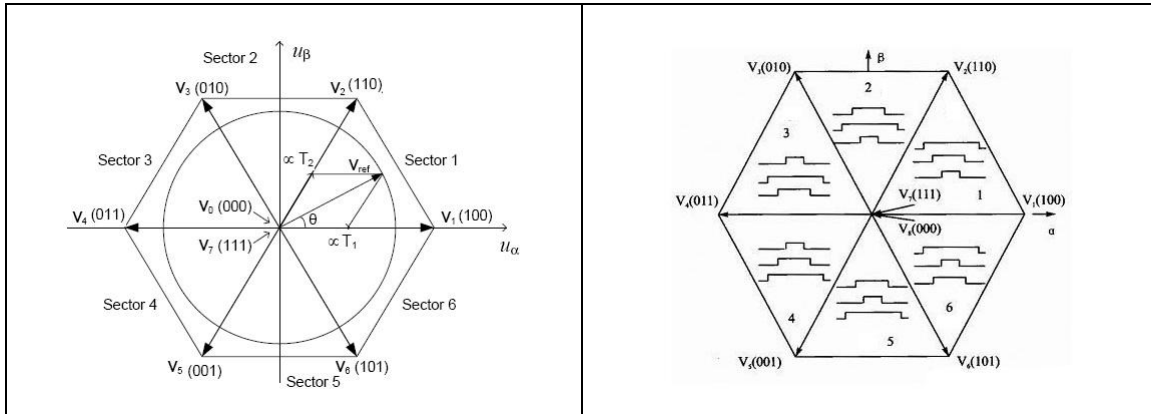


Figura 30 – Diagramas de setores e de impulsos de modelação por vetor espacial

O gerador da onda triangular é utilizado para produzir uma rampa com a frequência de comutação a qual é usada como uma base de tempo para a sequência da comutação. A calculadora de tempo de comutação é utilizado para calcular o "timing" do vector de tensão aplicada ao motor. Sendo a comutação efetuada no sector em que o vetor de tensão se encontra. Por fim a porta lógica compara a onda triangular com o sinal da calculadora de tempo para efectuar a comutação no transistor de potência correspondente [18].

Switching State	On Switches	V _{RN}	V _{YN}	V _{BN}	Space Voltage Vector
0	Q0, Q2, Q4	0	0	0	\bar{V}_0
1	Q1, Q2, Q4	$2/3 V_{DC}$	$-1/3 V_{DC}$	$-1/3 V_{DC}$	\bar{V}_1
2	Q1, Q3, Q4	$1/3 V_{DC}$	$1/3 V_{DC}$	$-2/3 V_{DC}$	\bar{V}_2
3	Q0, Q3, Q4	$-1/3 V_{DC}$	$2/3 V_{DC}$	$-1/3 V_{DC}$	\bar{V}_3
4	Q0, Q3, Q5	$-2/3 V_{DC}$	$1/3 V_{DC}$	$1/3 V_{DC}$	\bar{V}_4
5	Q0, Q2, Q5	$-1/3 V_{DC}$	$-1/3 V_{DC}$	$2/3 V_{DC}$	\bar{V}_5
6	Q1, Q2, Q5	$1/3 V_{DC}$	$-2/3 V_{DC}$	$1/3 V_{DC}$	\bar{V}_6
7	Q1, Q3, Q5	0	0	0	\bar{V}_7

Figura 31 – Tabela de comutação de transístores de modelação por vetor espacial

Capítulo 3

Existem várias estratégias de controlo desde os sistemas mais simples e mais económicos a sistemas mais complexos e precisos podendo estes dispor de informação da velocidade de rotação do rotor. Dos vários sistemas existentes serão apresentados os normalmente mais utilizados sendo eles o controlo escalar e o controlo vetorial.

3.1. Controlo escalar

O controlo escalar é baseado no conceito de variação de frequência de relação v/f mantendo o binário motor constante, sendo este tipo de controlo aplicado onde não se verifique a necessidade de respostas rápidas aos comandos de binário e velocidade e onde não seja exigido um controlo sobre o binário motor desenvolvido, o que origina o aparecimento de uma margem de erro na regulação da velocidade, visto este sistema operar normalmente em malha aberta, isto é, sem leitura da velocidade do rotor, possuindo uma precisão de 0,5% da rotação nominal para sistemas sem variação de carga e de 3% a 5% com variação de carga. As frequências normalmente utilizadas encontram-se entre os 10 Hz e os 50 Hz [17]. O estator do motor de indução possui dois parâmetros que definem as suas características sendo eles a resistência óhmica, R expressa em *ohm* e a indutância, L expressa em *Henry*.

$$X_l = 2 \pi f L \quad (3.1)$$

$$I = \frac{V}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} \quad (3.2)$$

A corrente que circula no estator é dependente da resistência R e da reactância indutiva X_L , no entanto para frequências de valor superior a 30 Hz, o valor da resistência torna-se muito pequeno comparado com o da reactância indutiva, podendo efetuar-se uma simplificação, desprezando esta grandeza. No entanto para frequências de valor inferior a 30 Hz, o valor da resistência que foi desprezado começa a ter influência o que origina uma diminuição da corrente e do binário motor. Esta situação é evitada com recurso ao aumento da tensão do estator através de um método designado compensação $I \times R$ ou “*Boost*” de tensão [9].

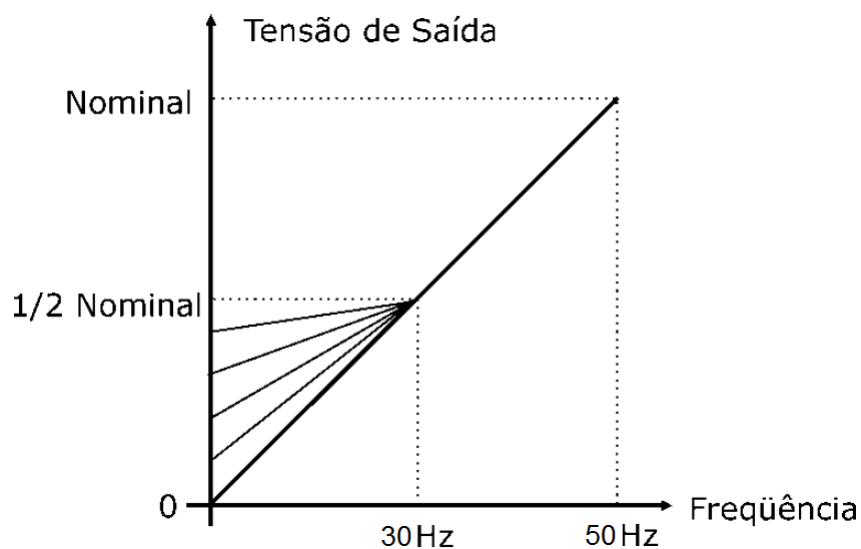


Figura 32 - Gráfico de "boost" de tensão

Acima dos 50 Hz verifica-se uma diminuição do binário motor, o que é originado pela elevação da frequência mantendo-se a tensão constante, visto ter sido atingida a tensão máxima da rede, a corrente de magnetização do motor diminui, diminuindo também o fluxo magnético no entreferro. Esta zona de funcionamento acima dos 50 Hz é designada por região de enfraquecimento de campo em virtude do enfraquecimento do fluxo magnético o que origina uma diminuição do binário motor [17].

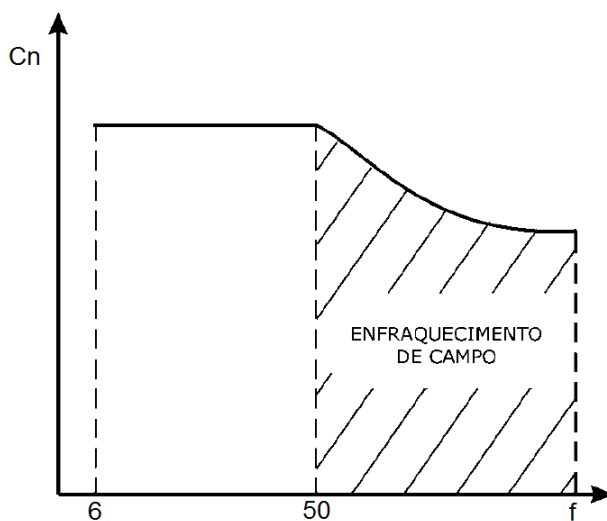


Figura 33 - Gráfico da zona de enfraquecimento de campo

3.1.1. Controlo escalar em malha aberta

O Controlo escalar em malha aberta, é muito utilizado devido ao seu baixo custo e simplicidade de implementação o que permite o controlo dos motores utilizados na indústria sem grandes modificações no sistema.

A frequência ω_e é a variável de controlo do sistema, representa a velocidade do rotor desconsiderando o deslizamento, pois ω_e é aproximadamente igual a ω_r . Este sinal é integrado para gerar o angulo ϕ_e correspondente às ondas sinusoidais das tensões a serem geradas pelo bloco inversor. O valor da tensão V_s , é directamente gerado pela frequência ω_e através do fator ganho G , com o objectivo da relação U/f permanecer constante garantindo assim que o fluxo magnético no entreferro não é alterado. Para frequências de baixo valor que originam a diminuição do binário motor, o sinal de entrada V_0 também designado por “*boost*” de tensão, ajusta o valor da tensão necessário para impedir a variação no binário motor [18].

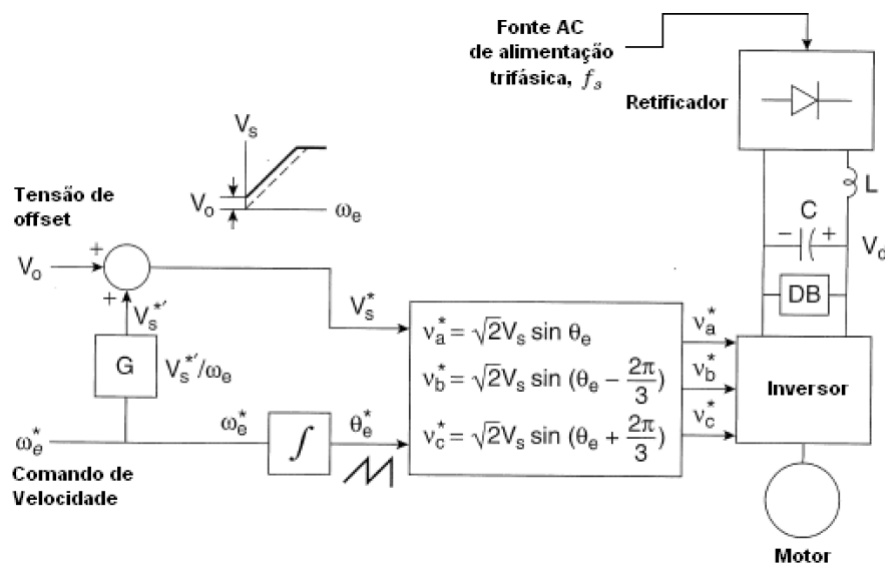


Figura 34 - Diagrama de blocos de um sistema de controlo escalar em malha aberta

3.1.2. Controlo escalar com realimentação de velocidade

O controlo em malha fechada pode ser efetuado com recurso a uma realimentação que indicará a velocidade atual do rotor. Este sinal é comparado com o sinal de entrada, sendo o erro obtido processado com recurso a um controlador. É efetuada a soma da velocidade de comando, e da velocidade atual do rotor, sendo o valor resultante dividido por 2π obtendo assim a frequência de comando.

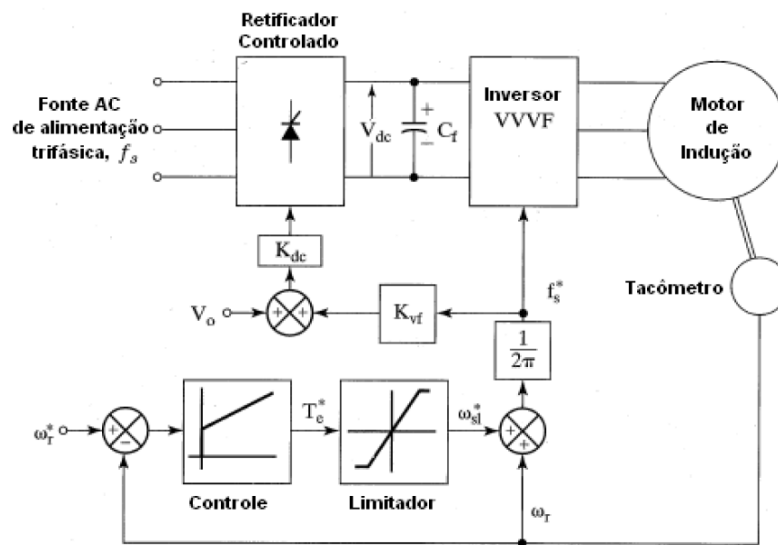


Figura 35 - Controlo escalar com realimentação de velocidade

3.2. Controlo vetorial

Em sistemas onde se verifique a necessidade de respostas rápidas às solicitações de variação de velocidade e precisão na regulação, utiliza-se o controlo vetorial. Existem várias variantes deste tipo de controlo sendo o método mais utilizado o controlo por efeito de campo. Este método apresenta semelhanças com o funcionamento de um motor em corrente contínua, visto o controlo da velocidade e do binário motor serem independentes.

Dos métodos existentes do controlo por efeito de campo, os quais se baseiam na utilização de um referencial que gira com velocidade igual à do campo girante e que é alinhado com a posição desse mesmo campo, podemos destacar os seguintes:

- Campo girante do estator
- Campo girante do entreferro
- Campo girante do rotor

O método de orientação do campo do rotor, embora de implementação mais complexa, é de maior eficiência que os restantes e é o método mais vulgarmente utilizado pelo que será abordado no presente trabalho [20].

3.2.1. Analogia com o motor de corrente contínua

O motor em corrente contínua com enrolamento em paralelo, dispõe da corrente geradora do fluxo magnético que percorre o estator, independente da corrente geradora do binário motor, que percorre o rotor, o que origina que a velocidade e o binário motor sejam controlados separadamente.

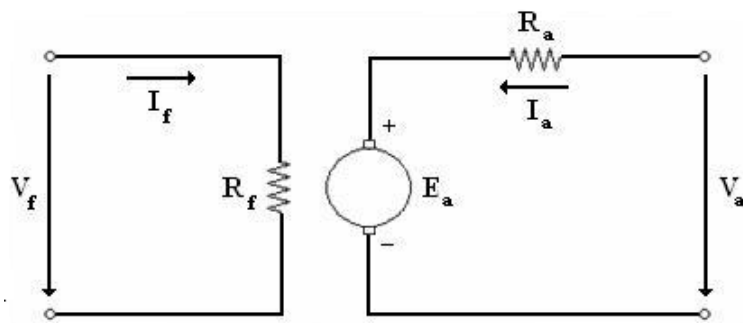


Figura 36 - Motor de corrente contínua com excitação separada

A tensão no estator V_a , é igual á soma da tensão interna do estator e da queda de tensão $I_a R_a$ conforme a equação 3.3.

$$V_a = E_a + I_a R_a \quad (3.3)$$

Sendo a velocidade de motor de corrente contínua diretamente proporcional á tensão no estator e inversamente proporcional ao fluxo magnético do rotor ψ_r , o qual depende da corrente de excitação do rotor I_f , esta poderá ser controlada pela variação de uma das correntes, I_a ou I_f . Como o binário motor é proporcional ao produto da corrente do estator e do fluxo do rotor, obtemos a equação 3. 4.

$$B_m = I_a \phi \quad (3.4)$$

Assim é possível concluir que a velocidade do motor de corrente contínua pode ser controlada por variação da corrente do estator I_a atuando sobre a tensão V_a ou por variação corrente do rotor I_f atuando sobre o fluxo magnético deste. Normalmente a velocidade é controlada por variação da tensão do estator mantendo-se o fluxo constante. O binário motor pode ser controlado independentemente da velocidade do motor pois não depende da tensão do estator V_a .

3.2.1.1. Fundamentos do controlo vetorial

No controlo vetorial, a velocidade do motor está diretamente relacionada com a tensão aplicada ao estator e o binário motor está diretamente relacionado com o fluxo no entreferro. Ao contrário do motor de corrente continua, em que as correntes que geram o fluxo magnético e o binário motor encontram-se em enrolamentos separados, no motor de corrente alternada encontram-se ambas nos enrolamentos do estator, não podendo ser medidas nem controladas separadamente. Estas duas correntes estão desfasadas 90° e a sua soma vetorial constitui a corrente do estator.

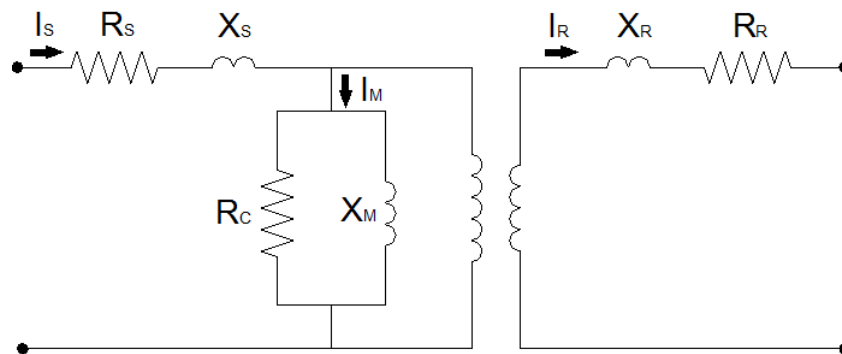


Figura 37 - Circuito equivalente de um motor de indução

Conforme se pode observar pelo circuito equivalente na figura 37, o qual é apresentado como exemplo, a corrente do estator I_s decompõe-se em duas componentes. A componente I_m origina um campo magnético girante ao passo que a componente I_r é transferida para o rotor com o objectivo de produzir o binário motor. Atendendo a que neste circuito existe um transformador entre o rotor e o estator onde existe uma razão de transformação, pode-se proceder a uma simplificação, ficando o novo circuito equivalente referido ao estator.

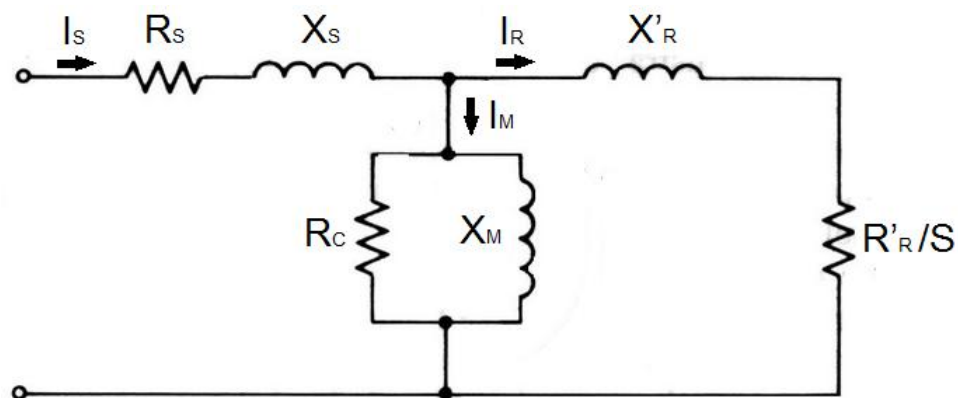


Figura 38 - Circuito equivalente de um motor de indução referido ao primário

Neste circuito equivalente simplificado a resistência do rotor é representada pela expressão R'_r/S que representa a variação da carga no rotor. O circuito equivalente pode ainda ser novamente simplificado realçando apenas as grandezas mais significativas sendo estas a indutância magnética e a resistência do rotor.

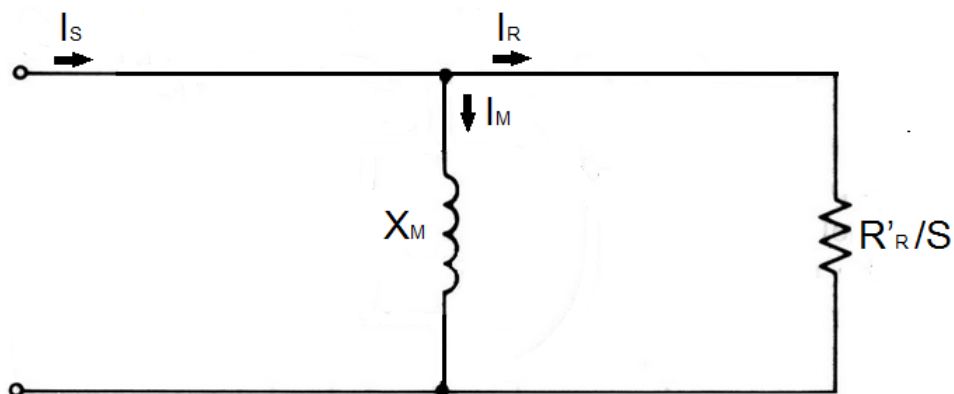


Figura 39 - Circuito equivalente de um motor de indução simplificado

O princípio do controlo vetorial consiste em separar a componente I_m , que origina o fluxo magnético e a componente I_r , que origina o binário motor, de maneira a que possam ser controladas independentemente conforme se verifica nos motores de corrente contínua. Atendendo a que os circuitos equivalentes não são o meio mais conveniente para explicar este processo, utiliza-se o conceito de vetor espacial sendo mais indicado para este efeito [17].

3.2.1.2. Vetores espaciais

Uma corrente contínua $I_{as} A$, a percorrer um enrolamento origina uma distribuição sinusoidal espacial da densidade do fluxo magnético B , que tem a sua amplitude máxima ao longo do eixo do enrolamento do estator, o qual foi considerado como referencial, de direção $\alpha = 0$. Num motor de indução trifásico existem três enrolamentos com três orientações espaciais diferentes, um por cada fase desfasados 120° entre si.

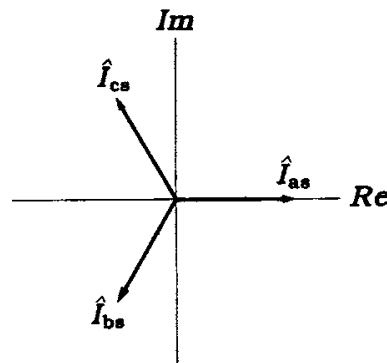


Figura 40 - Referencial das correntes dos enrolamentos do estator

Se cada um dos três vetores dispuser de uma componente de corrente I_a , I_b e I_c , respetivamente o vetor da corrente do estator I_s , pode ser obtido graficamente através da soma vectorial dos três vectores de corrente de fase aplicando a regra do paralelogramo.

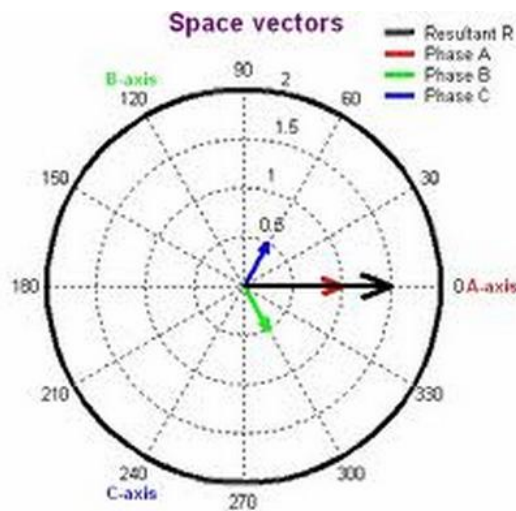


Figura 41 - Diagrama de vetores espaciais

No entanto existe um método alternativo para a adição de vetores o qual consiste inicialmente, na resolução individual de cada um dos vetores relativamente às suas componentes ao longo de dois eixos perpendiculares, sendo o eixo horizontal denominado eixo direto e o eixo vertical denominado eixo de quadratura. Todos os vetores espaciais serão então expressos como um número complexo sendo a parte real expressa no eixo direto e a parte imaginária expressa no eixo de quadratura.

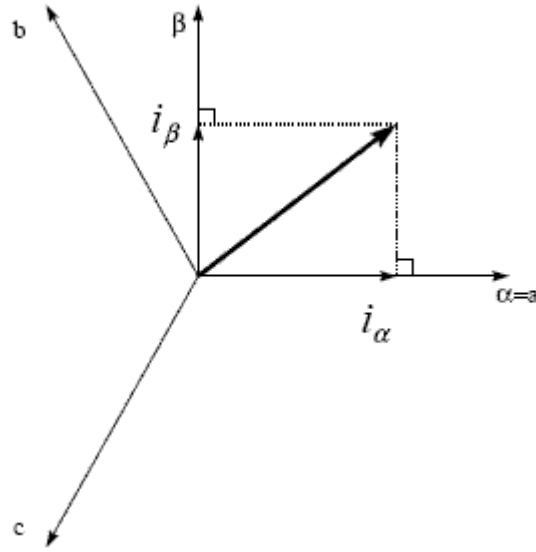


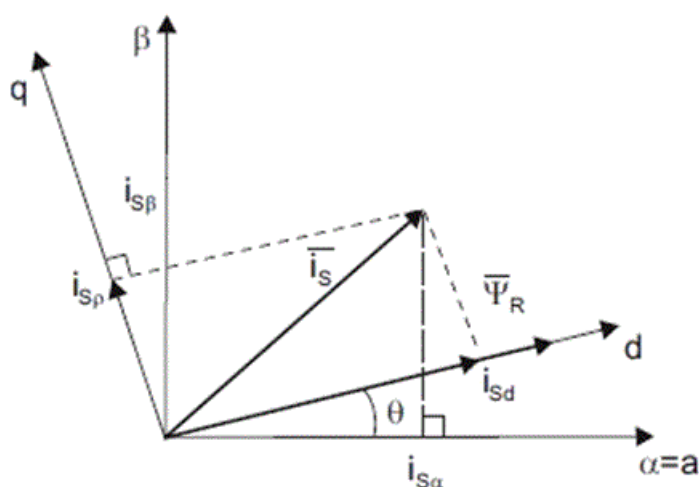
Figura 42 - Representação vetorial de um vetor espacial

As equações na forma complexa para cada um dos vetores por fase serão as indicadas em 3.5, 3.6 e 3.7.

$$I_{as} = I_{as} + j0 = I_{as} e^{j0} \quad (3.5)$$

$$I_{bs} = I_{bs} \left(\cos \frac{2}{3}\pi + j \sin \frac{2}{3}\pi \right) = I_{bs} \left(-\frac{1}{2} + j \frac{1}{2} \sqrt{3} \right) = I_{bs} e^{j(2\pi/3)} \quad (3.6)$$

$$I_{cs} = I_{cs} \left(\cos \frac{3}{4}\pi + j \sin \frac{3}{4}\pi \right) = I_{cs} \left(-\frac{1}{2} - j \frac{1}{2} \sqrt{3} \right) = I_{cs} e^{j(4\pi/3)} \quad (3.7)$$

$$I_s = I_{as} + I_{bs} e^{j(2\pi/3)} + I_{cs} e^{j(4\pi/3)} \quad (3.8)$$


Analisando o gráfico pode-se constatar que aumentando a componente I_{ds} o fluxo aumenta mantendo-se a componente I_{qs} e o binário motor inalteráveis. Aumentando a componente I_{qs} aumenta o binário motor permanecendo inalteráveis a componente I_{ds} e o fluxo sendo assim possível efetuar o desacoplamento das duas componentes o que permite controlar separadamente o fluxo e o binário motor.

44

$$I_{ds} = I_{as} + I_{bs} \cos \frac{2}{3}\pi + I_{cs} \cos \frac{4}{3}\pi = I_{as} - \frac{1}{2} I_{bs} - \frac{1}{2} I_{cs} \quad (3.9)$$

$$I_{qs} = I_{bs} \cos \left(\frac{2}{3}\pi - \frac{1}{2}\pi \right) + I_{cs} \cos \left(\frac{4}{3}\pi - \frac{1}{2}\pi \right) = \frac{1}{2} \sqrt{3} I_{bs} - \frac{1}{2} \sqrt{3} I_{cs} \quad (3.10)$$

Após ter sido efetuada a decomposição da corrente do estator i_s , a componente i_{ds} vai gerar o fluxo do rotor ψ_r e a componente i_{qs} vai gerar o binário electromagnético T_e .

3.2.1.3. Transformações de Clark e Park

A transformação de Clarke consiste na transformação um sistema de grandezas vetoriais trifásicas de soma nula, como tensões ou correntes, (a, b, c), num referencial ortogonal difásico (α , β), com o objetivo de simplificar os respetivos cálculos, obtido através das equações 3.11 e 3.12.

$$\frac{N_{eq}}{2} x_\alpha = \frac{N_1}{2} \left[x_a + x_b \cos \frac{2\pi}{3} + x_c \cos \frac{4\pi}{3} \right] \quad (3.11)$$

$$\frac{N_{eq}}{2} x_\beta = \frac{N_1}{2} \left[x_b \sin \frac{2\pi}{3} + x_c \sin \frac{4\pi}{3} \right] \quad (3.12)$$

Sendo $K = \frac{N_1}{N_{eq}} = \sqrt{\frac{2}{3}}$, podemos escrever:

$$x_\alpha = K \left[x_a + x_b \cos \frac{2\pi}{3} + x_c \cos \frac{4\pi}{3} \right] \quad (3.13)$$

$$x_\beta = K \left[x_b \sin \frac{2\pi}{3} + x_c \sin \frac{4\pi}{3} \right] \quad (3.14)$$

Os valores de x_α e x_β através da seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

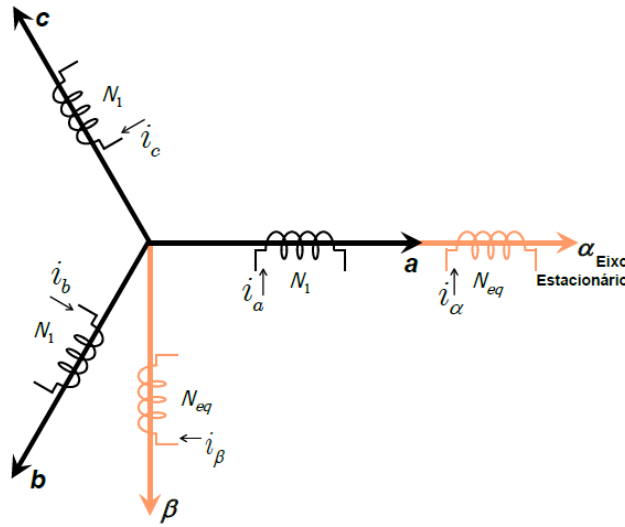


Figura 44 - Representação vetorial das componentes x_α e x_β

A transformação de Park consiste na transformação do referencial difásico $\alpha\beta$, num referencial ortogonal difásico dq, síncrono com a tensão da rede, que roda a uma velocidade angular e que faz um ângulo com o eixo α . O eixo d representa a componente direta das tensões ou correntes, e o eixo q representa a componente em quadratura das tensões ou correntes a transformar, com a vantagem das tensões ou correntes, tomarem valores contínuos e não sinusoidais, tornando-se assim num sistema invariante no tempo, contribuindo para a simplificação das operações matemáticas com tensões e correntes.

A expressão da transformada de Park é dada por:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

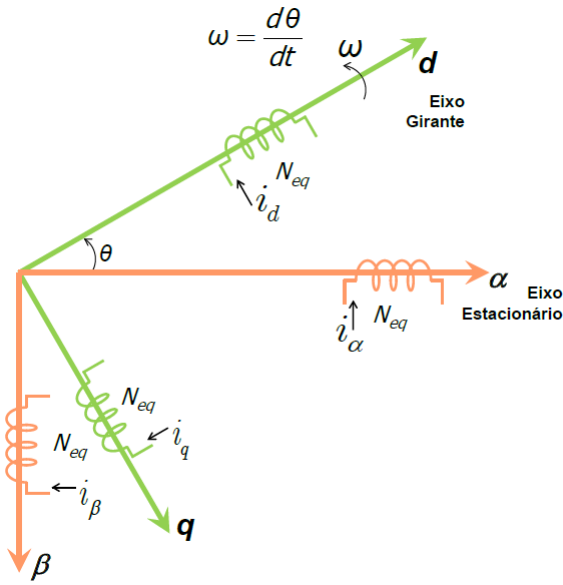


Figura 45 - Representação vetorial das componentes x_d e x_q

Após a obtenção dos novos valores x_d e x_q , é possível regressar do referencial dq ao referencial $\alpha\beta$ através da transformação inversa de Park, dada pela equação 3.17.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Para a conversão novamente num sistema trifásico, o qual irá indicar o valor das tensões ou correntes de saída do inversor, efetua-se a transformação inversa de Clark, a qual transforma um sistema difásico (α, β) num sistema trifásico (a, b, c), dada pela matriz 3.18. Na figura 46 é apresentado um diagrama de blocos ilustrativo da aplicação das transformações de Clark e de Park em controlo vetorial.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

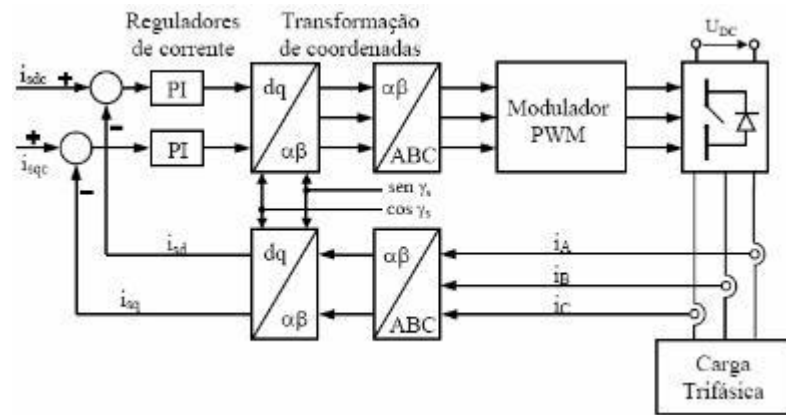


Figura 46 – Esquema de princípio do controle vetorial

3.2.2. Controle vetorial em malha fechada

O controle vetorial em malha fechada é efetuado através da leitura da velocidade do rotor, através de um transdutor de movimento capaz de converter um movimento angular numa informação elétrica o qual é denominado “*encoder*”, e pode ser dividido em dois tipos: controle vetorial direto e controle vetorial indireto, os quais se diferenciam no modo como é calculado o valor do ângulo θ_f . No controle vetorial direto este cálculo é efetuado com recurso aos valores instantâneos das correntes de alimentação do motor ao passo que controle vetorial indireto estes valores são dispensados sendo o valor de θ_f estimado pelo posicionamento do rotor em relação ao referencial estático θ_r .

3.2.2.1. Controle vetorial direto

O controle vetorial direto pode ainda ser efetuado por dois métodos sendo eles o método da tensão e método da corrente.

Método da tensão:

Os valores do binário eletromagnético, do fluxo do rotor e do ângulo θ_f podem ser estimados com recurso à medição de duas tensões e duas correntes das linhas que alimentam o motor, atendendo à inexistência do neutro a medição de dois valores é suficiente.

As correntes do rotor poderão ser obtidas através das equações 3.19 e 3.20.

$$i_{dr}^s = \frac{1}{L_m} \left\{ \int (v_{ds}^s - R_s i_{ds}^s) dt - L_s i_{ds}^s \right\} \quad (3.19)$$

$$i_{qr}^s = \frac{1}{L_m} \left\{ \int (v_{qs}^s - R_s i_{qs}^s) dt - L_s i_{qs}^s \right\} \quad (3.20)$$

Através do desenvolvimento das equações das componentes do fluxo do estator:

$$\psi_{ds}^s \int (v_{ds}^s - R_s i_{ds}^s) dt \quad (3.21)$$

$$\psi_{qs}^s \int (v_{qs}^s - R_s i_{qs}^s) dt \quad (3.22)$$

$$\psi_{dm}^s = \psi_{ds}^s - L_{ls} i_{ds}^s = L_m (i_{ds}^s + i_{dr}^s) \quad (3.23)$$

$$\psi_{qm}^s = \psi_{qs}^s - L_{ls} i_{qs}^s = L_m (i_{qs}^s + i_{qr}^s) \quad (3.24)$$

Podemos obter as equações das componentes do fluxo do rotor:

$$\psi_{dr}^s = L_m i_{ds}^s + L_r i_{dr}^s \quad (3.25)$$

$$\psi_{qr}^s = L_m i_{qs}^s + L_r i_{qr}^s \quad (3.26)$$

Sendo o fluxo magnético do rotor obtido através da equação 3.27.

$$\psi_r = \sqrt{\psi_{dr}^2 + \psi_{qr}^2} \quad (3.27)$$

O binário eletromagnético T_e e o ângulo do fluxo do rotor θ_f serão obtidos através das equações 3.28 e 3.29.

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_r} (\psi_{dr}^s i_{qs}^s - \psi_{qr}^s i_{ds}^s) \quad (3.28)$$

$$\theta_f = \tan^{-1} \left(\frac{\psi_{dr}^s}{\psi_{qr}^s} \right) \quad (3.29)$$

Este método demonstra eficácia em altas velocidades, no entanto a baixas velocidades apresenta uma limitação atendendo a que os sinais das componentes da tensão, v_{dr} e v_{qr} têm baixa amplitude e a variação dos parâmetros do motor principalmente a resistência e a indutância tendem a diminuir a eficácia da estimação dos sinais [18].

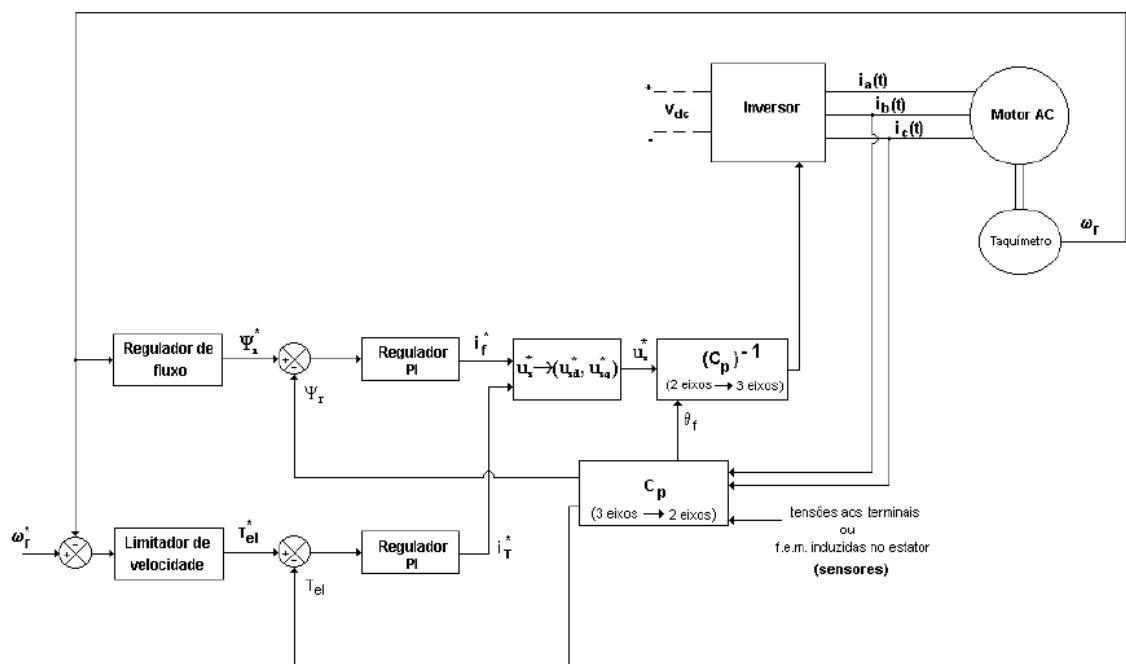


Figura 47 - Controlo vetorial direto pelo método da tensão

Método da corrente:

Para baixas amplitudes utiliza-se este método, visto o fluxo do rotor poder ser estimado mais facilmente com recurso aos sinais da corrente e da velocidade. Assim sendo o fluxo do rotor poderá ser calculado através das equações 3.30 e 3.31.

$$\frac{d\psi_{dr}^s}{dt} + R_r i_{dr}^s + \omega_r \psi_{qr}^s = 0 \quad (3.30)$$

$$\frac{d\psi_{qr}^s}{dt} + R_r i_{qr}^s + \omega_r \psi_{dr}^s = 0 \quad (3.31)$$

Adicionando os termos $(\frac{L_m R_r}{L_r}) i_{ds}^s$ e $(\frac{L_m R_r}{L_r}) i_{qs}^s$ em ambos os lados das equações:

$$\frac{d\psi_{dr}^s}{dt} + \frac{R_r}{L_r} (L_m i_{ds}^s + L_r i_{dr}^s) + \omega_r \psi_{qr}^s = (\frac{L_m R_r}{L_r}) i_{ds}^s \quad (3.32)$$

$$\frac{d\psi_{qr}^s}{dt} + \frac{R_r}{L_r} (L_m i_{qs}^s + L_r i_{qr}^s) + \omega_r \psi_{dr}^s = (\frac{L_m R_r}{L_r}) i_{qs}^s \quad (3.33)$$

Substituindo as equações:

$$\psi_{dr}^s = L_m i_{ds}^s + L_r i_{dr}^s \quad (3.34)$$

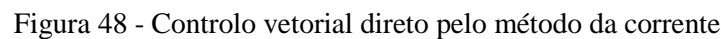
$$\psi_{qr}^s = L_m i_{qs}^s + L_r i_{qr}^s \quad (3.35)$$

E sendo a constante de tempo do circuito do rotor igual a $T_r = R_r/L_r$, podemos obter as componentes do fluxo do rotor.

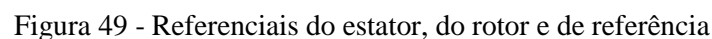
$$\frac{d\psi_{dr}^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds}^s - \omega_r \psi_{qr}^s - \frac{1}{T_r} \psi_{dr}^s \quad (3.36)$$

$$\frac{d\psi_{qr}^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs}^s - \omega_r \psi_{dr}^s - \frac{1}{T_r} \psi_{qr}^s \quad (3.37)$$

O método de corrente pode ser utilizado em toda a gama de velocidades sendo normalmente utilizado nas velocidades mais baixas [18].



Conforme já foi referido, este tipo de controlo é efetuado apenas com a realimentação do valor da velocidade do rotor ω_r , dispensando assim os sinais das tensões e correntes do motor, sendo muito utilizado na indústria devido a este facto. O valor do ângulo θ_f , é estimado através da adição de dois valores, sendo um, o valor do posicionamento instantâneo do rotor em relação a um referencial estático θ_r , o qual é medido e o outro, o valor da posição do fluxo magnético do rotor relativamente ao ângulo θ_{dl} , o qual é estimado.



No diagrama da figura 49, o referencial do estator é fixo e o referencial do rotor roda á velocidade ω_r . O referencial de sincronismo roda em avanço em relação ao referencial do rotor, sendo o angulo entre os dois referenciais θ_{dl} , o ângulo do deslizamento. Desde que $\omega_f = \omega_r + \omega_{dl}$ se verifique, podemos deduzir a equação 3.38.

$$\theta_f = \int \omega_e dt = \int (\omega_r + \omega_{dl}) dt = \theta_r + \theta_{dl} \quad (3.38)$$

Para efetuar a dissociação da corrente do estator, as componente do fluxo do estator da corrente i_{ds}^s , e do binário motor i_{qs}^s , deverão estar alinhadas com os eixos do referencial do estator. As equações do circuito do rotor poderão ser escritas como:

$$\frac{d\psi_{dr}}{dt} + R_r i_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{qr} = 0 \quad (3.39)$$

$$\frac{d\psi_{qr}}{dt} + R_r i_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{dr} = 0 \quad (3.40)$$

As componentes do fluxos do rotor podem ser expressas como:

$$\psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (3.41)$$

$$\psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (3.42)$$

Isolando as correntes, as equações obtidas serão:

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} \psi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \quad (3.43)$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r} \psi_{qr} + \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (3.44)$$

Eliminando as componentes da corrente do rotor as equações obtidas serão:

$$\frac{d\psi_{dr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r}\psi_{dr} + \frac{L_m}{L_r}R_r i_{ds} - \omega_{dl}\psi_{qr} = 0 \quad (3.45)$$

$$\frac{d\psi_{qr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r}\psi_{qr} + \frac{L_m}{L_r}R_r i_{qs} + \omega_{dl}\psi_{dr} = 0 \quad (3.46)$$

Sendo $\omega_{dl} = \omega_e - \omega_r$

Para a dissociação da corrente do estator pretende-se que $\psi_{qr} = 0$ e $\frac{d\psi_{qr}}{dt} = 0$. Efectuando a substituição destes valores, as equações resultantes são apresentadas em 3.47 e 3.48.

$$\frac{R_r}{L_r} \frac{d\hat{\psi}_r}{dt} + \hat{\psi}_r = L_m i_{ds} \quad (3.47)$$

$$\omega_{dl} = \frac{L_m R_r}{\hat{\psi}_r L_r} i_{qs} \quad (3.48)$$

O ângulo θ_f é obtido através da expressão $\theta_f = \theta_r + \theta_{dl}$ sendo θ_r medido e θ_{dl} estimado [18].

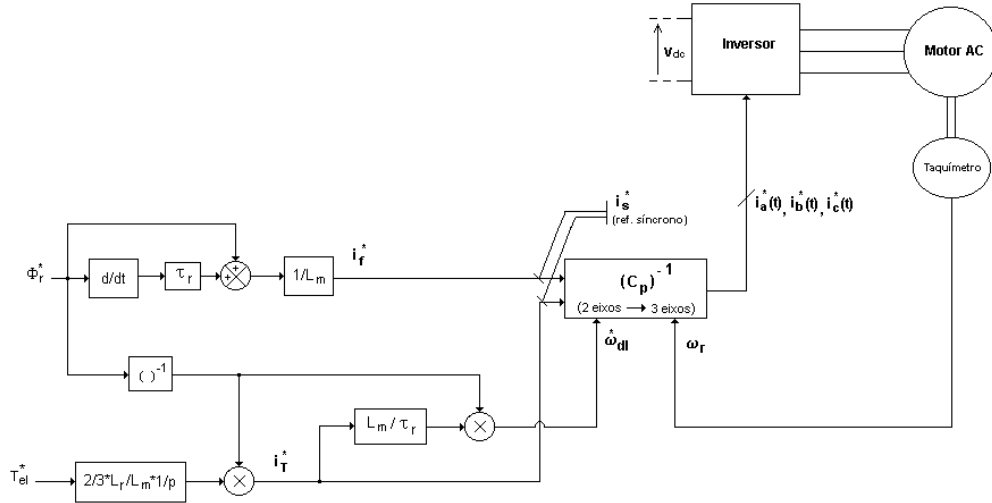


Figura 50 - Sistema de controlo vetorial indireto

3.2.3. Controlo vetorial “*sensorless*”

Esta estratégia de controlo é efetuada sem indicação da velocidade do rotor o que dispensa a utilização do “*encoder*”, sendo o valor da velocidade do rotor estimado através da leitura da tensão e da intensidade de saída. Este método torna-se mais económico devido á eliminação dos custos do “*encoder*” no entanto a estimação normalmente é complexa e bastante dependente dos parâmetros do motor. Este método apresenta também problemas em velocidades próximas de zero.

Existem vários métodos de estimação da velocidade do rotor conforme apresentado em seguida:

Cálculo do deslizamento

Síntese direta das equações de estado

Sistema adaptativo referenciado ao modelo (MRAS)

Velocidade adaptável á observação de fluxo (Observação de Luenberger)

Filtro de Kalman Extendido (EKF)

Harmônicos das ranhuras

Injeção de sinal auxiliar em rotor saliente

3.2.3.1. Cálculo do deslizamento

A velocidade do rotor pode ser estimada recorrendo á frequência de deslizamento ω_{si} , através da equação $\omega_r = \omega_e - \omega_{si}$. A frequência de deslizamento e a frequência do estator podem ser calculadas através das equações 3.49 e 3.50.

$$\omega_{si} = \frac{(1 + \sigma ST_r) L_s i_{qs}}{T_r (\psi_{ds} - \sigma L_s i_{ds})} \quad (3.49)$$

Onde:

$$\sigma = \frac{l - L_m^2}{L_s L_r T_r} = \frac{L_r}{R_r} \quad (3.50)$$

A frequência do estator será obtida através da expressão:

$$\omega_e = \frac{(V_{qs}^s - i_{qs}^s R_s) \psi_{ds}^s - (V_{ds}^s - i_{ds}^s R_s) \psi_{qs}^s}{\hat{\psi}_s^2} \quad (3.51)$$

A velocidade do rotor pode então ser calculada depois de obtidos os valores de ω_e e ω_{si} , no entanto para cálculos de grande precisão este método apresenta dificuldades a velocidades de rotação muito baixas devido á amplitude do sinal ser pequena e muito dependente dos parâmetros do motor [18].

3.2.3.2. Síntese direta das equações de estado

Este método de estimação da velocidade do rotor é semelhante ao apresentado anteriormente, consistindo no desenvolvimento da equação da tensão do estator em relação ao fluxo e ao ângulo deste. A equação da tensão do estator é dada pela equação 3.52.

$$v_{ds}^s = i_{ds}^s R_s + L_{ls} \frac{d}{dt} (i_{ds}^s) + \frac{d}{dt} (\psi_{dm}^s) \quad (3.52)$$

A partir de uma derivação e de uma combinação de equações obtém-se a equação da velocidade do rotor.

$$\omega_r = \frac{1}{\psi_r^2} [(\psi_{dr}^s \psi_{qr}^s - \psi_{qr}^s \psi_{dr}^s) - \frac{L_m}{T_r} (\psi_{dr}^s i_{qs}^s - \psi_{qr}^s i_{ds}^s)] \quad (3.53)$$

Este método é igualmente muito dependente dos parâmetros do motor o que origina baixo rigor na estimação da velocidade do rotor pelo que apresenta dificuldades quando utilizado em regime de baixas velocidades [18].

3.2.3.3. Sistema adaptativo referenciado ao modelo (MRAS)

Este sistema é composto por um modelo matemático de referência, cujos sinais de saída são comparados com os sinais de um modelo matemático adaptativo até que o erro entre os sinais dos dois modelos seja igual a zero. O modelo de referência recebe os valores da tensão e da corrente do estator e calcula as componentes p e q do fluxo magnético do rotor através das equações de tensão do estator, em 3.54 e 3.55.

$$\frac{d}{dt} (\psi_{dr}^s) = \frac{L_r}{L_m} v_{ds}^s - \frac{L_r}{L_m} (R_s + \sigma L_s S) i_{ds}^s \quad (3.54)$$

$$\frac{d}{dt} (\psi_{qr}^s) = \frac{L_r}{L_m} v_{qs}^s - \frac{L_r}{L_m} (R_s + \sigma L_s S) i_{qs}^s \quad (3.55)$$

O modelo adaptativo recebe o valor da corrente do estator e calcula as componentes p e q do fluxo magnético do rotor com a condição do valor da velocidade de rotação do rotor ω_r , estimado através de um algoritmo de adaptação, ser conhecido. As equações utilizadas por este modelo para o cálculo são apresentadas em 3.56 e 3.57.

$$\frac{\psi_{dr}^s}{dt} + \frac{R_r}{L_r} (L_m i_{ds}^s + L_r i_{dr}^s) + \omega_r \psi_{qr}^s = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{ds}^s \quad (3.56)$$

$$\frac{\psi_{qr}^s}{dt} + \frac{R_r}{L_r} (L_m i_{qs}^s + L_r i_{qr}^s) + \omega_r \psi_{dr}^s = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{qs}^s \quad (3.57)$$

Os valores de saída de cada um destes modelos matemáticos são posteriormente comparados com recurso a um controlador PID, onde através de um algoritmo de adaptação a velocidade de rotação do rotor é ajustada de maneira que o erro entre os dois valores seja igual a zero. Para garantir que a estimação da velocidade convergirá para o valor desejado, utiliza-se o critério de Popov, o qual é apresentado em 3.58.

$$\hat{\omega}_r = \varepsilon \left(K_p + \frac{K_l}{S} \right) \quad (3.58)$$

Onde:

$$\varepsilon = X - Y = \hat{\psi}_{dr}^s \psi_{dr}^s - \psi_{dr}^s \hat{\psi}_{qr}^s \quad (3.59)$$

Na prática, este sistema é de difícil implementação devido á integração pura dos sinais da tensão. A precisão da estimação pode ser boa se os parâmetros do motor forem considerados como constantes, no entanto a precisão diminui devido á variação dos parâmetros, particularmente a baixas velocidades [18].

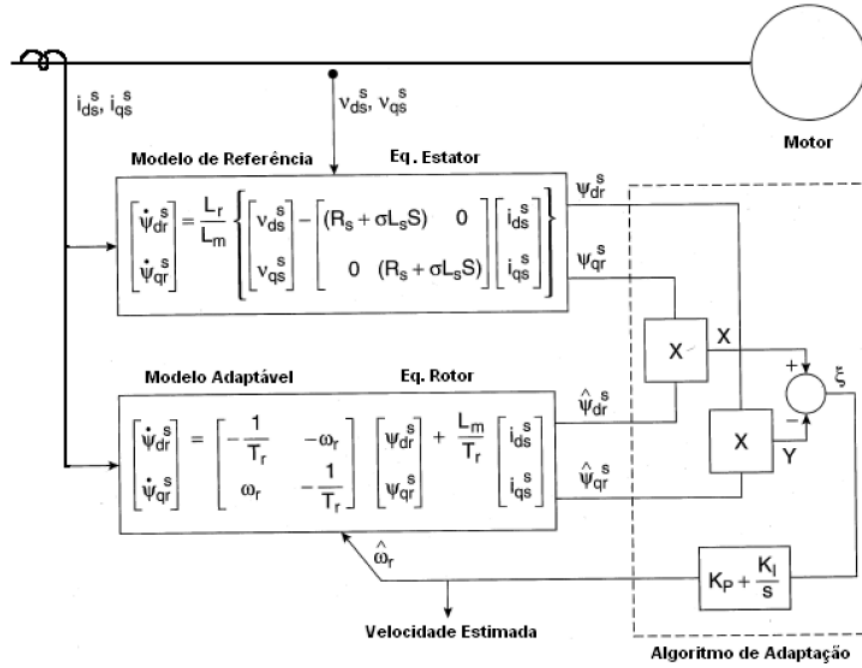


Figura 51 - Controlo vetorial indireto pelo método MRAS

3.2.3.4. Velocidade adaptável á observação de fluxo (Observação de Luenberger)

Este é um método melhorado de estimação da velocidade, o qual funciona com base no princípio da velocidade adaptável á observação de fluxo, no qual um observador comporta-se como um estimador, o qual utiliza um controlador com entradas e saídas de sinais e uma realimentação com as variáveis de saída do controlador. Os sinais de entrada do controlador são as componentes da corrente do estator i_{dr}^s e i_{qr}^s sendo a realimentação constituída pelas componentes do fluxo do rotor ψ_{dr}^s e ψ_{qr}^s .

As equações de estado deste modelo matemático, são constituídas pelas seguintes expressões apresentadas em 3.60, 3.61, 3.62 e 3.63.

$$\frac{d}{dt} (i_{ds}^s) = -\frac{(L_m^2 R_r + L_r^2 R_s)}{\sigma L_s L_r^2} i_{ds}^s + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \psi_{dr}^s + \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \psi_{qr}^s + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds}^s \quad (3.60)$$

$$\frac{d}{dt} (i_{dq}^s) = -\frac{(L_m^2 R_r + L_r^2 R_s)}{\sigma L_s L_r^2} i_{qs}^s - \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r} \psi_{dr}^s + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \psi_{qr}^s + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs}^s \quad (3.61)$$

$$\frac{d}{dt} (\psi_{dr}^s) = -\frac{R_r}{L_r} \psi_{dr}^s - \omega_r \psi_{qr}^s + \frac{L_m R_r}{L_r} i_{ds}^s \quad (3.62)$$

$$\frac{d}{dt} (\psi_{qr}^s) = -\frac{R_r}{L_r} \psi_{qr}^s - \omega_r \psi_{dr}^s + \frac{L_m R_r}{L_r} i_{qs}^s \quad (3.63)$$

Estas equações podem igualmente ser expressas na seguinte forma:

$$\frac{d}{dt} (X) = AX + BV_s \quad (3.64)$$

Onde:

$$X = [i_{ds}^s; i_{qs}^s; \psi_{dr}^s; \psi_{qr}^s]^T \quad (3.65)$$

$$V_s = [v_{ds}^s; v_{qs}^s; 0; 0]^T \quad (3.66)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{(L_m^2 R_r + L_r^2 R_s)}{\sigma L_s L_r^2} & 0 & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & -\frac{(L_m^2 R_r + L_r^2 R_s)}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{L_m R_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{L_m R_r}{L_r} & \omega_r & \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.68)$$

Na matriz A está englobada a velocidade do rotor ω_r , a qual deverá ser estimada. Os valores das componentes da tensão v_{ds}^s e v_{qs}^s são medidos directamente do motor, se a velocidade do rotor ω_r for conhecida, os valores das correntes e dos fluxos poderão ser resolvidos pelas equações de estado, caso o valor de ω_r não esteja correto deverá existir um desvio entre o valor do estado atual e do estado estimado.

Neste método os valores estimados das correntes são comparados com os valores atuais sendo os valores do erro inseridos na matriz de ganho G com o objetivo da sua correção. A equação do observador é dada pela seguinte expressão, sendo G o ganho da matriz do observador.

$$\frac{d}{dt} (\hat{X}) = \hat{A}\hat{X} + BV_S + G (\hat{I}_S - I_S) \quad (3.69)$$

O observador de fluxo adaptativo de velocidade permite estimar a velocidade ω_r , a qual não é conhecida na matriz A.

Teorema de Lyapunov:

Se para uma dada região existir uma função escalar $V(x)$ com derivadas parciais contínuas, tal que $V(x)$ é positiva definida e $V(x) > 0$ e $\dot{V}(x)$ é negativa semi-definida, $\dot{V}(x) \leq 0$, então o ponto de equilíbrio $x = 0$ diz-se assintoticamente estável.

Após a derivação do algoritmo adaptativo da velocidade utilizando o teorema de Lyapunov, obtemos a equação 3.70.

$$\frac{d\hat{\omega}_r}{dt} = \frac{\lambda (e_{ids} \hat{\psi}_{qr}^s - e_{iqs} \hat{\psi}_{dr}^s)}{c} \quad (3.70)$$

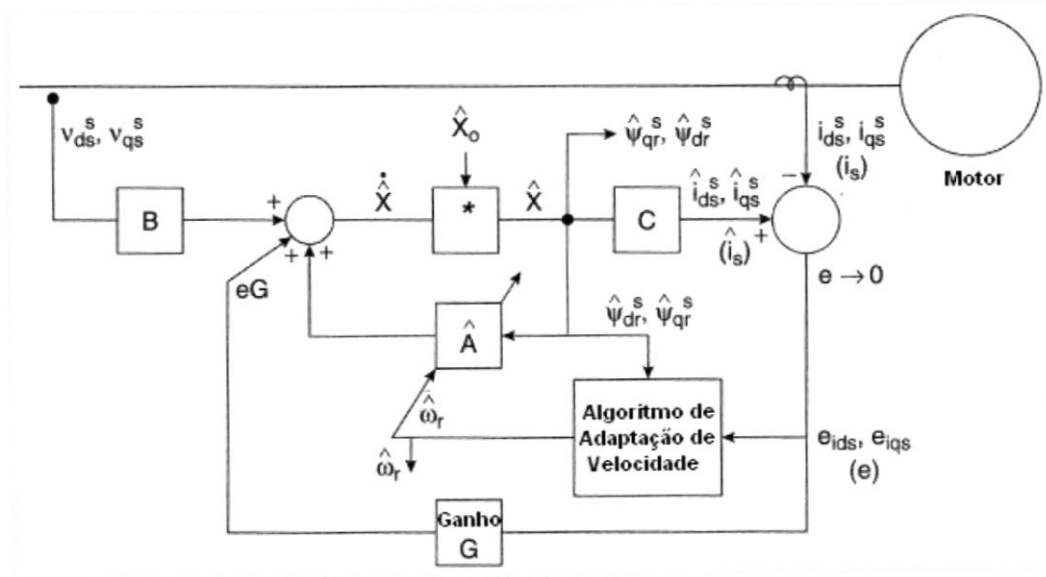


Figura 52 - Controle vetorial indireto pelo método de observação de Luenberger

A precisão da estimação da velocidade foi melhorada pelo método de observação do fluxo, no entanto existe um efeito que origina uma variação dos parâmetros, particularmente nas resistências do rotor e do estator, o que vai diminuindo a precisão da estimação à medida que a velocidade vai sendo reduzida [18].

3.2.3.5. Filtro de Kalman Extendido (EKF)

O filtro de Kalman extendido é um observador, o qual utiliza métodos probabilísticos para obter uma estimação de estado com recurso a iterações, sendo utilizado em sistemas dinâmicos e não lineares em tempo real, funcionando por receção de sinais os quais são deteriorados por ruído. Poderá também ser utilizado para estimar parâmetros desconhecidos ou para uma estimação conjunta de estado e parâmetros. O filtro de Kalman original é aplicável só a sistemas lineares. O seu algoritmo utiliza o modelo dinâmico completo onde a velocidade ω_r , é considerada um parâmetro bem como um estado. O modelo desenvolvido pode ser apresentado conforme as seguintes equações:

$$\frac{dX}{dt} = AX + BV_s \quad (3.71)$$

$$Y = CX \quad (3.72)$$

$$X = [i_{ds}^s; i_{qs}^s; \psi_{dr}^s; \psi_{qr}^s; \omega_r]^T \quad (3.73)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{(L_m^2 R_r + L_r^2 R_s)}{\sigma L_s L_r^2} & 0 & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{(L_m^2 R_r + L_r^2 R_s)}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} & 0 \\ \frac{L_m R_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & -\omega_r & 0 \\ 0 & \frac{L_m R_r}{L_r} & \omega_r & \frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.74)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.75)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.76)$$

$$Y = [i_{ds}^s \ i_{qs}^s]^T = i_s \quad (3.77)$$

$$V_s = [v_{ds}^s \ v_{qs}^s]^T \quad (3.78)$$

As variáveis de duas fontes de ruído, V e W , estão englobadas nas equações do modelo matemático, as quais são apresentadas em 3.79 e 3.80.

$$X(k+1) = A_d X(k) + B_d U(k) + V(k) \quad (3.79)$$

$$Y(k) = C_d X(k) + W(k) \quad (3.80)$$

Na implementação deste modelo existem basicamente dois blocos, sendo estes o bloco de previsão e o bloco de filtragem. No bloco de previsão os valores previstos são calculados pelo modelo matemático e pelos valores anteriormente estimados. No bloco de filtragem os valores estimados são obtidos dos valores previstos aos quais é adicionado um termo de correção composto por “ e ” e por “ K ” sendo o primeiro a diferença entre os valores previstos e os valores estimados e o segundo o fator de ganho (ganho de Kalman). Estes cálculos são efetuados por iterações de maneira que o ganho de Kalman “ K ” seja otimizados pelos erros da estimativa de estados e “ e ” seja convergente para zero.

Devido á alta complexidade deste processo, o tempo de computação é longo e difícil de aplicar em tempo real, particularmente em situações de rápidas variações de velocidade [18].

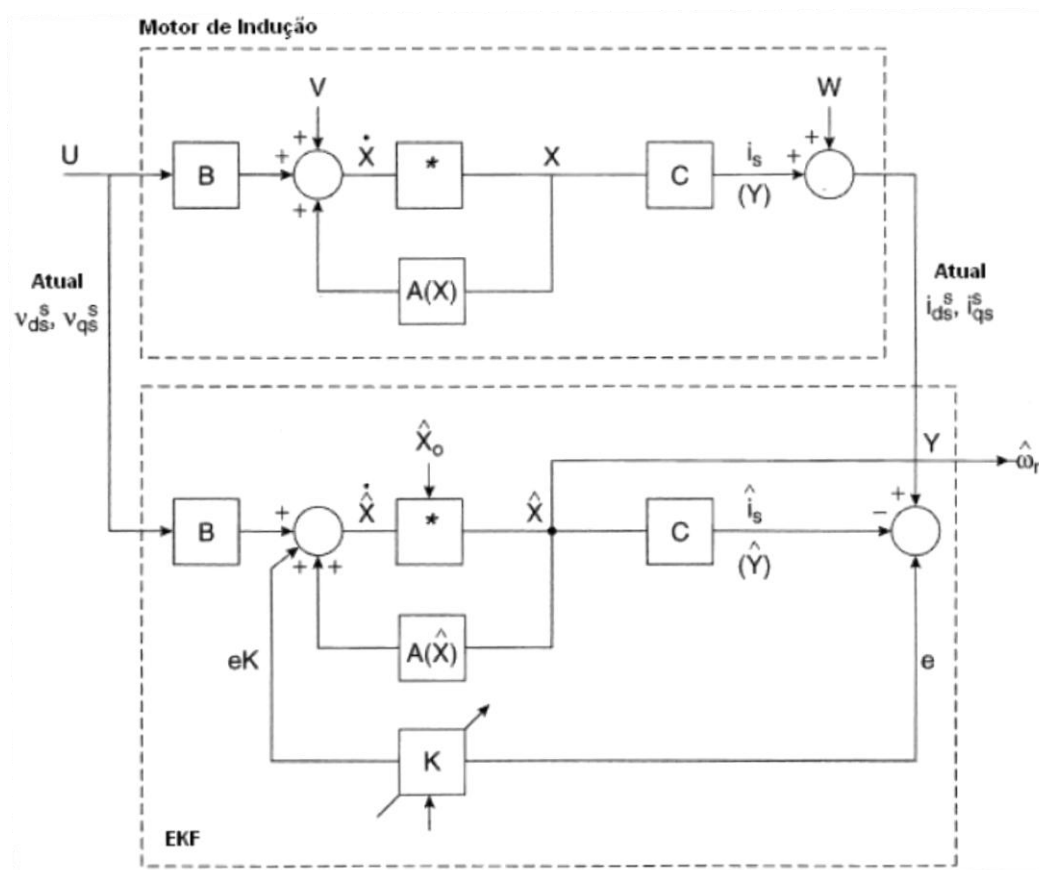


Figura 53 - Sistema de controlo vetorial indireto pelo método EKF

3.2.3.6. Harmônicos de ranhura

Este é um dos mais simples métodos para a estimação da velocidade do rotor. Num motor de indução as ranhuras do rotor originam o aparecimento de harmônicos no fluxo do entreferro cuja onda se sobrepõe á onda de fluxo fundamental, pelo que as ondas da tensão induzida no estator contêm uma componente da ondulação da tensão de frequência e amplitude proporcionais á velocidade do rotor. Assim sendo, a velocidade do rotor pode ser estimada por identificação da ondulação da frequência através de um circuito de processamento de sinal.

Devido á pequena variação da relutância, a ondulação da frequência e a amplitude da tensão tornam-se muito baixas a velocidades reduzidas tornando difícil a estimação da velocidade [18].

3.2.3.7. Injeção de sinal auxiliar em rotor saliente

Este método utiliza a injeção de um sinal auxiliar no rotor com o objetivo de monitorizar a posição e a velocidade do rotor a baixas velocidades e a velocidade nula. Para esse efeito as ranhuras do rotor são especialmente desenhadas para obter uma variação espacial da saliência magnética o que poderá ser conseguido através da variação da resistência dos condutores exteriores, da variação da profundidade das barras do rotor, ou da variação das alturas nas aberturas das ranhuras para os condutores.

O princípio de funcionamento deste sistema consiste na mistura de um sinal, normalmente de frequência de 250 Hz, com a tensão trifásica modulada do variador de velocidade, não sendo afetado o seu desempenho. O modelo matemático da máquina indica então a geração de uma corrente negativa no sinal aplicado que é modelado pela posição da máquina. O sinal resultante da medição dessa corrente atravessa um filtro passa baixo sendo a posição do rotor e os sinais de velocidade estimados através de um sistema que consiste num modelo de motor saliente, filtro passa baixo, controlador *PID* e num modelo mecânico com carga do binário motor estimado

No entanto verifica-se que estimação do algoritmo é bastante complexa sendo a sua precisão afetada pela variação dos parâmetros do motor, pelo erro da estimação do binário motor da carga e pelo erro da variação da inercia. Existem ainda outros inconvenientes como o aparecimento de um efeito pelicular nas barras do rotor devido ao sinal injetado, a mudança no filtro passa baixo para recuperar a frequência fundamental das correntes de fase tende a degradar o controlo vetorial e o desenho específico do rotor para a estimação da velocidade e posição poderá não ser aceite pelos fabricantes [18].

Capítulo 4

4.1. Descrição dos equipamentos

Na figura 54 é apresentada a bancada de ensaios sendo o seu esquema de montagem apresentado na figura 55. Os equipamentos utilizados são apresentados posteriormente.

4.1.1. Bancada de ensaios



Figura 54 - Vista geral da bancada de ensaios

A bancada de ensaios conforme pode ser observado na figura 60, é constituída por um conjunto composto, visto da esquerda para a direita, por um servomotor, um gerador e um motor de indução. Na extremidade do eixo do lado do servomotor encontrando-se instalado um “*encoder*”. Este conjunto é controlado por um variador eletrónico de velocidade, o qual está interligado com um computador, sendo possível aceder aos respetivos parâmetros através do “*software*” instalado. O variador de velocidades está ainda interligado com um painel de controlo, onde através de um potenciómetro é permitido efetuar a variação da velocidade, conforme indicado no esquema de montagem, na figura 55.

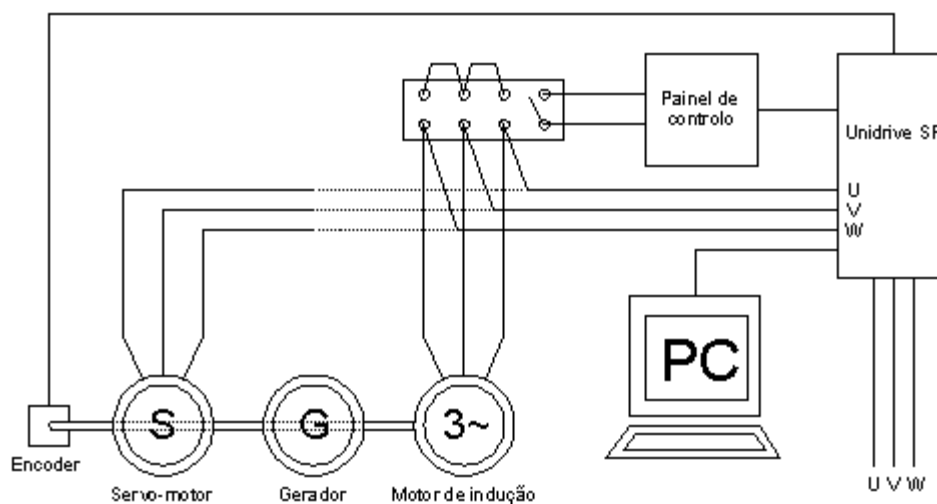


Figura 55 - Esquema de montagem da bancada de ensaios

Para a realização dos ensaios de variação de velocidade, foram utilizados um motor de indução, um conversor eletrónico de potência e respetivo “*software*” de parametrização, um transdutor de velocidade de rotação também designado por “*encoder*” o qual será interligado com o variador de velocidade com o objetivo de indicar a velocidade de rotação do rotor, assim como um taquímetro destinado a uma medição externa dessa mesma velocidade a qual será posteriormente comparada com a indicada pelo variador de velocidade.

Para o controlo e posição do tapete rolante, foram utilizados um servomotor, um variador eletrónico de velocidade, um “*encoder*” e um módulo de expansão também designado por “*carta*”. A nível de “*software*” foi utilizado um programa para efetuar o controlo da velocidade e posição.

4.1.2. Motor de indução

Nos ensaios efetuados foi utilizado um motor trifásico de indução, de 4 polos com potência de 1,5 kW e velocidade nominal de 1500 rpm, sendo as suas referências principais apresentadas na tabela 2.

Tabela 2 - Características do motor de indução

Marca:	Oemer	Corrente nominal:	6,2 A Δ / 3,6 A Y
Modelo:	MTS 90 L/4 CD	Frequência:	50 Hz
Potência:	1,5 kW	Fator de potência:	0,81
Velocidade nominal:	1500 rpm	Indutância:	59 mH
Deslizamento á plena carga:	90 rpm	Índice de protecção:	IP54
Tensão:	230 V Δ / 400 V Y	Número de polos	4

4.1.3. Conversor eletrônico de potência

4.1.3.1. O fabricante *Control Techniques*

Criada em 1973 sob o nome KTK, lançou a primeira gama de tirístores em corrente contínua destinados a aplicações industriais. Em 1985 tornou-se a *Control Techniques*, lançando com sucesso o primeiro variador de velocidades digital DC do mundo. Desse ano em diante, a variedade de produtos cresceu tendo sido apresentada em 1992 uma gama completa destinada á automação industrial e em 1995 o lançamento do *Unidrive*, o primeiro variador de velocidade universal. Em 1995 a *Control Techniques* tornou-se parte da *Emerson Electric Co.*

Atualmente com cinquenta e cinco representações em todo o mundo, a *Control Techniques* está focalizada para a inovação e desenvolvimento de variadores de velocidade, para aplicação industrial e para sistemas de alta eficiência de conversão de energia destinados ás energias renováveis.

4.1.3.2. A gama *Unidrive SP*

Esta gama de conversores eletrônicos de potência é caracterizada por ser universal, podendo controlar motores de indução, motores síncronos ou servomotores, constituindo um sistema flexível que poderá facilmente ser modificado ou ampliado. Cada unidade permite a implementação de controlo escalar V/Hz, controlo vetorial em malha fechada ou malha aberta, e regeneração de energia.

Abrange as potências compreendidas entre os 0,75 kW e os 1,9 MW com tensões de funcionamento de 200V / 400V / 575V / 690V, sendo apresentada em três formatos: “Montado em painel”, “Em pé, livre” e “Modular”.

O formato “montado em painel” consiste em módulos “*standard*” de entradas e saídas AC no interior de um painel. Os módulos são de fácil instalação e poderão ser utilizados numa vasta área de aplicações. A gama de potências abrangida e tensões disponíveis são apresentadas na tabela 3.

Tabela 3 - Tensões e potências do formato "montado em painel"

Tensão (V)	Potência (kW)
220 (monofásico)	0,37 – 1,5
220 (trifásico)	0,37 – 45
400 (trifásico)	0,37 – 132
575 (trifásico)	2,2 – 110
690 (trifásico)	15 – 132



Figura 56 - Gama Unidrive SP em formato “montado em painel”

4.1.3.3. O Unidrive SP 1405

O conversor eletrônico de potência Unidrive SP 1405 pertence à categoria “montado em painel”, sendo a sua tensão de utilização de 400 V trifásicos, potência 4 kW e corrente nominal de 8,8 A.

4.1.3.4. Software utilizado

Neste trabalho o variador Unidrive SP é parametrizado com recurso ao “Software” CT Soft o qual funciona em ambiente Windows, com a finalidade de tornar mais rápido este processo através do acesso aos menus de parâmetros e dos gráficos de monitorização. Este “software” apresenta funções como diagramas de blocos dos vários menus, “interfaces” gráficos, listas de parâmetros, possibilidade de gravação de ficheiros parametrizados e leitura das grandezas medidas pelo variador de velocidades.

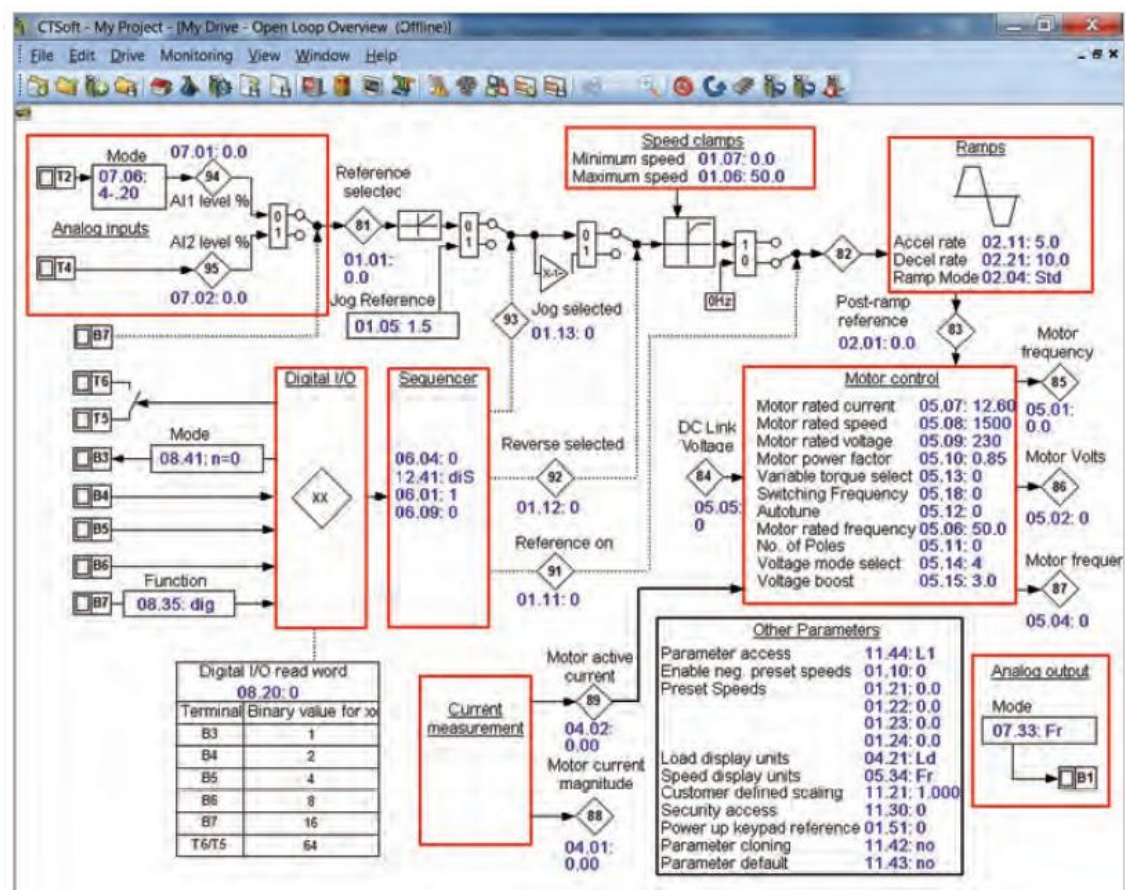


Figura 57 - "Interface" gráfico do "software" CT Soft

4.1.4. Taquímetro

Foi utilizado um taquímetro da marca *Velleman*, modelo DTO 2234 tendo como características técnicas um mostrador digital de cristais líquidos com 5 dígitos com um alcance de 5 a 100000 rpm com uma resolução de 0,1 rpm para valores de 0,5 a 999,9 rpm e 1 rpm para valores acima de 1000 rpm sendo o erro de leitura de $\pm 0.05\% + 1$ dígito, sendo a leitura efetuada por leitura ótica.



Figura 58 - Taquímetro

4.1.5. Servomotor

No ensaio de velocidade e posicionamento foi utilizado um servomotor de 6 polos com potência de 1,5 kW e velocidade nominal 3000 rpm, sendo as suas referências principais, apresentados na tabela 4.

Tabela 4 – Características do servomotor

Marca:	Unimotor UM	Corrente nominal:	2,45 A
Modelo:	95 UMB 300 CA CAA	“Feedback”	4096 rpm
Tensão:	400 V	Número de polos:	6
Velocidade nominal:	3000 rpm	Resistência:	7,51 Ω
Potência nominal:	1,13 kW	Indutância:	28,5 mH

4.1.6. “Encoder”

Foi utilizado um “encoder” de quadratura, com uma precisão de 4096 linhas por rotação, alimentado por uma tensão de 5 V estando incorporado no servomotor.

4.1.7. Módulo de expansão (Carta)

Para os ensaios relativos ao posicionamento foi utilizado um módulo de expansão designado por “*SM Application*” com o objetivo de receber a programação destinada a efetuar o controlo da velocidade e posicionamento.



Figura 59 - Módulo de expansão "SM Application"

4.1.8. *Software* para velocidade e posição

Foi utilizado o *software* “*SyPT Pro*” para a execução do programa de controlo da velocidade e posicionamento o qual foi concebido em linguagem DPL, “*Drive Programming Language*”, cortesia Harker Solutions.

4.2. Estrutura de parâmetros do Unidrive SP 1405

Os parâmetros do Unidrive SP 1405 estão agrupados em menus numerados de 0 a 22, os quais são acedidos através do manuseamento das teclas do painel de controlo ou através do “*software*” conectado com o variador de velocidades.

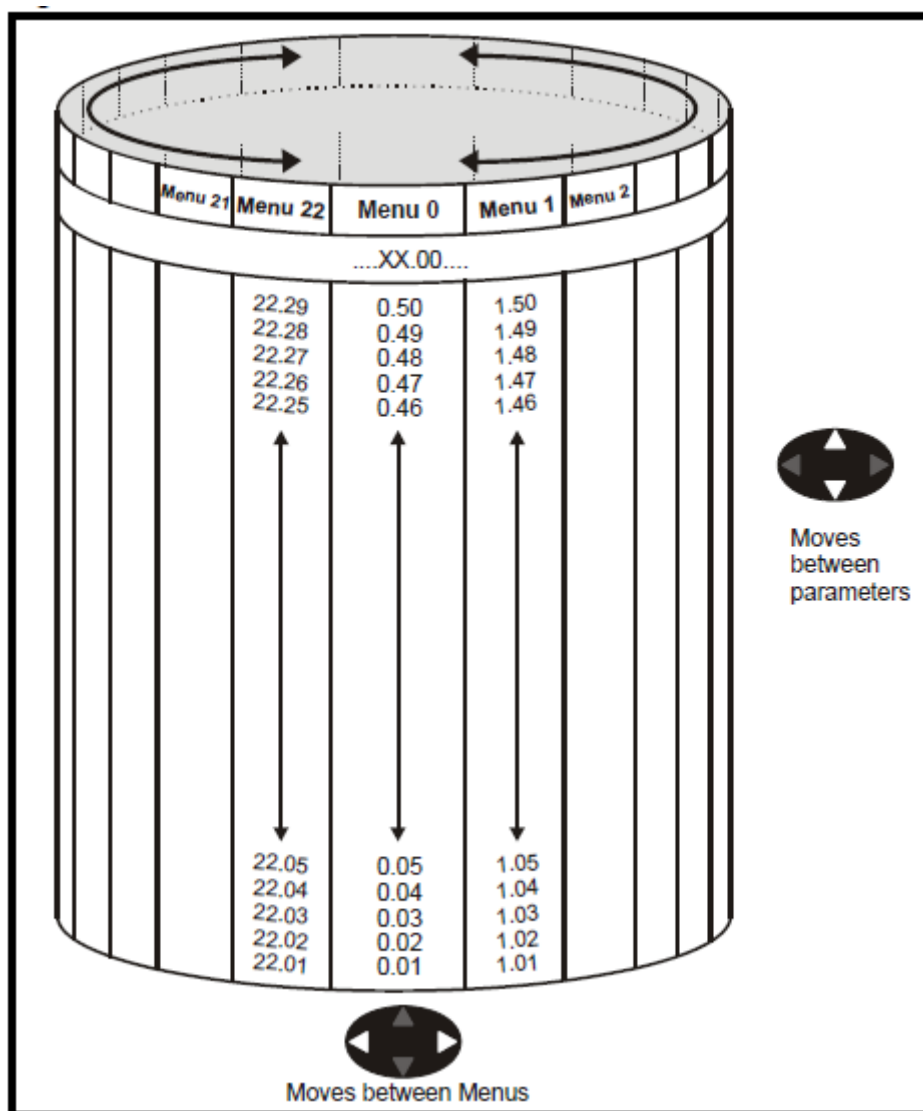


Figura 60 - Manuseamento dos menus de parâmetros

O menu 0 reúne os principais parâmetros, os quais se encontram disponíveis noutros menus, com o objetivo de permitir um manuseamento fácil do variador de velocidades permitindo assim um acesso direto às funções mais básicas. Este menu dispõe de 19 parâmetros fixos e 40 parâmetros programáveis.

Os restantes menus consistem em grupos de parâmetros apropriados para uma função específica ou característica do variador de velocidade. Na tabela seguinte encontram-se indicados os grupos de parâmetros existentes no variador em questão.

Tabela 5 – Menus de parâmetros do Unidrive SP 1405

Menu	Função
1	Seleção da velocidade de referência, limites e filtros
2	Rampas
3	Controlo e <i>feedback</i> da velocidade
4	Controlo da corrente
5	Controlo do motor
6	Sequenciador e relógio
7	Analog I/O
8	Digital I/O
9	Lógica programável e pote motorizado
10	Informação do <i>status</i> do variador
11	Diversos
12	Funções do limiar programável, selecionador variável e controlo da frenagem
13	Controlo do posicionamento
14	Controlador do PID
15	Menu do módulo de expansão 1
16	Menu do módulo de expansão 2
17	Menu do módulo de expansão 3
18	Menu de aplicações do usuário 1
19	Menu de aplicações do usuário 2
20	Menu de aplicações do usuário 3
21	Segundo mapeamento do motor
22	Menu adicional ao menu 0

4.2.1. Descrição das funções dos menus

O menu 1 controla a seleção da referência principal. Quando o variador opera em malha aberta é produzida uma frequência de referência ao passo que quando o variador opera em malha fechada ou em modo servo é produzida uma velocidade de referência.

O menu 2 controla o bloco de geração da rampa, onde são inseridos os valores da frequência da pré rampa e da velocidade de referência antes de serem utilizados para a geração da frequência de saída, no caso do controle em malha aberta, ou para controlar a velocidade, no caso do controle em malha fechada. O bloco de geração da rampa inclui as funções, rampa linear, rampa em “S”, e um controle de desaceleração destinado a evitar uma sobretensão no bloco DC, de corrente contínua.

O menu 3 dispõe de três funções distintas dependendo do modo de seleção do variador de velocidade. No modo de controle em malha aberta, existem as funções de “frequência escravo”, “velocidade zero” e “detetores em velocidade”, no modo de controle em malha fechada, existem as funções “*feedback* da velocidade”, “controle da velocidade”, “excesso da velocidade” e funções relativas à parametrização de “*encoders*”. No modo regenerativo, existem as funções de controle regenerativo e de monitorização.

O menu 4 dispõe das funções relativas ao binário motor, à corrente de controle, e das funções que efetuam o escalonamento da corrente de *feedback*.

O menu 5 destina-se ao controle do motor e é onde se encontram as funções relativas ao controle com e sem realimentação da velocidade e ao modo regenerativo.

O menu 6 dispõe das funções de sequenciador e relógio.

O menu 7 dispõe das funções analógicas, sendo estas divididas em três funções analógicas de entrada, “*inputs*”, AI1, AI2 e AI3, e duas funções analógicas de saída, “*outputs*”, AO1 e AO2, sendo o alcance máximo da escala de 9,8V.

O menu 8 dispõe das funções digitais, possuindo oito terminais. As entradas, designadas “*inputs*”, possuem a mesma estrutura de parâmetros, sendo estas atualizadas a cada 4 ms. assim como as saídas analógicas “*outputs*”. Todas as alterações efetuadas apenas se verificam após reiniciar o variador de velocidades.

O menu 9 dispõe de dois blocos de funções lógicas, as quais poderão ser utilizadas nas duas entradas lógicas (“*inputs*”) existentes, com ou sem um atraso, um

potenciômetro motorizado e um bloco de soma lógica. Estas funções serão ativadas se se encontrarem endereçadas para um parâmetro ativo.

O menu 10 disponibiliza informações relativas do estado do conversor e anomalias ocorridas. Em caso de não funcionamento ou paragem extemporânea, é exibido no mostrador digital um código correspondente á anomalia ocorrida, estando esta descrita no manual do utilizador.

O menu 11 destina-se á configuração geral do conversor eletrónico de potência, onde poderão ser definidos os parâmetros disponíveis no menu 0.

O menu 12 dispõe de detetores de limiar e seleccionadores de variáveis assim como uma função de frenagem do motor. Encontram-se então neste menu, dois detetores de limiar, os quais emitem sinais lógicos, dependendo do nível a que se encontra o valor de uma variável, assim como dois seleccionadores de variáveis que permitem que os valores de dois parâmetros sejam inseridos e combinados com o objetivo de originar uma variável de saída.

O menu 13 possui um sistema de controlo de posicionamento para o motor, o qual poderá ser efetuado com ou sem realimentação da velocidade. A referência do posicionamento poderá ser obtida através de um “*encoder*”, do modo de “*feedback*” ou de uma referência definida no próprio menu. Esta referência inclui uma função, a qual poderá ser utilizada para avançar ou retardar a posição de referência a uma determinada velocidade, assim como uma relação que poderá escalar o valor da referência. O controlador poderá proporcionar a orientação do eixo do motor para rotações inferiores a uma volta, em conjunto com o sequenciador.

O menu 14 possui o controlador PID, qual dispõe de entradas de frequência programável e de “*feedback*”, limitação da taxa de variação da referência, níveis de fixação variáveis e destino programável.

Os menus 15, 16 e 17 dispõem de parâmetros de funções adicionais, obtidas através de módulos de expansão indicando o tipo de módulo presente, sendo adotado o valor zero para o modo instalado. Estes módulos são inseridos em ranhuras denominadas “*slots* “ Na situação de modo instalado, são disponibilizados o menu 15

para “slot “1, o menu 16 para “slot “2 e o menu 17 para “slot “3. A maioria dos módulos inclui um processador sendo os seus parâmetros atualizados por este no módulo de soluções.

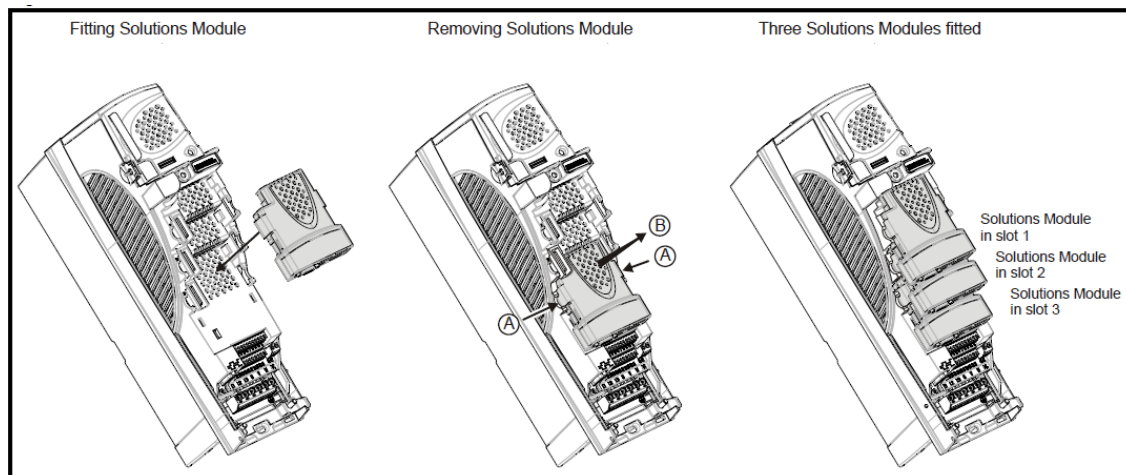


Figura 61 - Colocação de módulos de expansão em “slots”

Os menus 18, 19 e 20 disponibilizam parâmetros adicionais mediante a inserção de módulos de expansão, sendo o menu 18 para “slot “1, o menu 19 para “slot “2 e o menu 20 para “slot “3.

O menu 21 possui um menu alternativo ao menu de parâmetros normal do motor

O menu 22 é um menu adicional ao menu 0, o qual contém parâmetros que são utilizados para configurar os parâmetros de origem deste menu, para além dos que são criados no menu 11.

Capítulo 5

5.1. ATIVIDADE EXPERIMENTAL

Em ambiente de laboratório foi efetuado o controlo da velocidade e posicionamento de um tapete rolante, tendo este uma distância de 3,5 metros, para o qual foram utilizadas várias velocidades.

Previamente foram implementadas três estratégias de controlo de velocidade, sendo elas, controlo escalar em malha aberta, controlo vetorial com realimentação de velocidade e controlo direto de binário sem realimentação de velocidade, tendo como objetivo a análise dos resultados obtidos com vista a definir a estratégia mais adequada ao trabalho em questão. As experiências foram efetuadas com o rotor em vazio visto os objetivos serem o contacto com as referidas estratégias e o apuramento da mais indicada para ser implementada no controlo de velocidade e posicionamento do tapete rolante.

Na análise de resultados, o erro obtido entre o valor estimado pelo conversor eletrónico de potência e o valor lido pelo taquímetro é apresentado em valor percentual. Este valor é obtido através da dedução do erro absoluto e do erro relativo. Para este cálculo, os valores fornecidos pelo taquímetro, com precisão centesimal foram arredondados para valores decimais, os valores estimados são apresentados nos anexos A, B e C.

O erro absoluto é então a diferença em módulo entre o valor exato e o valor aproximado, sendo neste caso igual à diferença entre o valor lido pelo taquímetro e o valor estimado pelo conversor eletrónico de potência. O erro relativo é a razão entre o erro absoluto e o valor lido pelo taquímetro, sendo o erro percentual igual à multiplicação do erro relativo por 100.

5.1.1. Variação da velocidade por controle escalar em malha aberta

Neste ensaio foram utilizados os parâmetros disponíveis no menu 0 os quais são mencionados no anexo II, assim como os valores das leituras efetuadas. Os parâmetros considerados fundamentais seguidamente mencionados, foram alterados para possibilitar este ensaio, alguns mantiveram o seu valor de origem tendo no entanto sido conferidos os seus valores, dada a sua importância.

Tabela 6 – Parâmetros utilizados no ensaio em controle escalar

N.º	Parâmetro	Valor
0.02	Referência máxima de frequência (Hz)	50, 37, 25, 12
0.03	Rampa de aceleração (s/100 Hz)	40
0.04	Rampa de desaceleração (s/100 Hz)	40
0.42	Número de polos	Auto
0.43	Fator de potência	0,81
0.44	Tensão nominal do motor (Hz)	400
0.45	Velocidade nominal do motor á plena carga (rpm)	1410
0.46	Corrente nominal do motor (A)	3,6
0.47	Frequência nominal do motor (Hz)	50
0.48	Seleção do modo de operação	Open loop

O ensaio foi efetuado para várias frequências com o objetivo de observar o comportamento do variador para todas as gamas de velocidades, sendo as frequências escolhidas de 50, 37, 25 e 12 Hz. As frequências pretendidas foram pré-definidas de cada experiência. Foram registados os valores estimados pelo variador através dos parâmetros de leitura deste assim como o valor medido da velocidade de rotação do motor, efetuado com recurso a um taquímetro, os quais são apresentados na tabela 7.

Tabela 7 – Valores obtidos no ensaio em controle escalar

Frequência de referência (Hz)	50	37	25	12
Vel. do motor (Valor estimado pelo variador, rpm)	1500	1110	750	360
Vel. do motor (Valor lido pelo taquímetro, rpm)	1496,6	1106,8	747,5	358,4
Erro Absoluto (rpm)	3,4	3,2	2,5	1,6
Erro percentual (%)	0,23	0,29	0,33	0,45

5.1.2. Variação da velocidade por controlo vetorial em malha fechada

A este ensaio acrescem os parâmetros referentes à utilização de um “*encoder*”. Através dos parâmetros disponíveis no menu 0 são mencionados os parâmetros considerados fundamentais, sendo uns alterados e outros mantendo o seu valor de origem, tendo sido também conferidos os seus valores.

Tabela 8 – Parâmetros utilizados no ensaio em malha fechada

N.º	Parâmetro	Valor
0.02	Referência máxima de frequência (rpm)	1500, 1125, 750, 375
0.03	Rampa de aceleração (s/100 Hz)	10
0.04	Rampa de desaceleração (s/100 Hz)	10
3.34	Linhas por rotação	4096
3.36	Tensão de alimentação (V)	0 (5 V)
3.38	Tipo de “ <i>encoder</i> ”	0 (AB)
0.40	Auto ajuste	2
0.42	Número de polos	Auto
0.43	Fator de potência	0,81
0.44	Tensão nominal do motor (Hz)	400
0.45	Velocidade nominal do motor á plena carga (rpm)	1410
0.46	Corrente nominal do motor (A)	3,6
0.47	Frequência nominal do motor (Hz)	50
0.48	Seleção do modo de operação	Cl. Vetorial

O ensaio foi efetuado para vários valores de rpm pretendidos, igualmente com o objetivo de observar o comportamento do variador para todas as gamas de velocidades, sendo as rpm escolhidas de 1500, 1125, 750 e 375 Hz. As rpm pretendidas foram pré-definidas através do parâmetro 0.02 antes de cada ensaio. Foram registados os valores estimados pelo variador através dos parâmetros de leitura deste assim como o valor medido da velocidade de rotação do motor, efetuado com recurso a um taquímetro, os quais são apresentados na tabela 9.

Tabela 9 – Valores obtidos no ensaio em malha fechada

Velocidade de referência (rpm)	1500	1125	750	375
Velocidade do motor (Valor de “feedback, rpm)	1499,9	1124,7	749,8	374,7
Velocidade do motor (Valor lido, rpm)	1499,7	1124,8	749,9	374,8
Erro Absoluto (rpm)	0,2	0,1	0,1	0,1
Erro percentual (%)	0,01	0,01	0,01	0,03

5.1.3. Variação da velocidade sem realimentação de velocidade

Este ensaio foi efetuado através de um sub-modo da opção controlo vetorial, o qual é designado por RFC, “*Rotor Flux Control*” opção esta que prescinde da utilização do “*encoder*”, sendo a velocidade do eixo do motor estimada com uma resolução de 16384 linhas por rotação.

Tabela 10 – Parâmetros utilizados no ensaio em malha aberta

N.º	Parâmetro	Valor
0.02	Referência máxima de frequência (rpm)	1500, 1125, 750, 375
0.03	Rampa de aceleração (s/100 Hz)	10
0.04	Rampa de desaceleração (s/100 Hz)	10
3.10	ganho proporcional do controlador de veloc.(kp1)	0.0300
3.31	ganho integral do controlador de veloc.(ki1)	0.1
3.24	Modos do controlo vetorial	1 (RFC)
3.40	Deteção de erros do “ <i>encoder</i> ”	0
0.40	Auto ajuste	2
0.42	Numero de polos	Auto
0.43	Fator de potência	0,71
0.44	Tensão nominal do motor (Hz)	400
0.45	Velocidade nominal do motor á plena carga (rpm)	1410
0.46	Corrente nominal do motor (A)	3,6
0.47	Frequência nominal do motor (Hz)	50
0.48	Seleção do modo de operação	Cl. Vetorial

O ensaio foi efetuado para vários valores de rpm pretendidos, com o objetivo de observar o comportamento do variador para todas as gamas de velocidades, sendo as rpm escolhidas de 1500, 1125, 750 e 375 Hz. As rpm pretendidas foram pré-definidas através do parâmetro 0.02 antes de cada ensaio. Foram registados os valores estimados pelo variador através dos parâmetros de leitura deste assim como o valor medido da velocidade de rotação do motor, efetuado com recurso a um taquímetro, os quais são apresentados na tabela 11.

Tabela 11 – Valores obtidos no ensaio sem realimentação de velocidade

Velocidade de referência (rpm)	1500	1125	750	375
Velocidade do motor (Valor estimado, rpm)	1486,1	1111,2	738,6	367,3
Velocidade do motor (Valor lido, rpm)	1483,8	1109,8	737,6	366,4
Erro Absoluto (rpm)	2,3	1,4	1,0	0,9
Erro percentual (%)	0,12	0,13	0,14	0,25

5.1.4. Controlo de velocidade e posicionamento do tapete rolante

Conforme já referido, este trabalho foi efetuado com recurso um programa informático, o qual através de um módulo de expansão inserido na “*slot 3*” disponibiliza no menu 20 uma gama de parâmetros adicionais, que irão permitir o controlo da velocidade e posicionamento.

5.1.4.1. Descrição dos parâmetros

O parâmetro 20.01 dispõe de três opções:

- 1 - Controlo de velocidade (RPM)
- 2 - Controlo de posição absoluta sem atualização contínua (mm)
- 3 - Controlo de posição absoluta com atualização contínua (mm)

Nos parâmetros 20.02 e 20.03 são definidas as rampas de aceleração e desaceleração sendo os seus valores de origem de 1000 milissegundos para ambas

No parâmetro 20.04 é definido o limite máximo de velocidade pretendido pelo usuário.

No parâmetro 20.05 é dada a ordem de arranque do servomotor só com controle de velocidade, dispondo este de três opções.

- 0 - Servomotor parado
- 1 - Servomotor a rodar no sentido dos ponteiros do relógio com a velocidade programada em 20.04
- 2 - Servomotor a rodar no sentido oposto ao dos ponteiros do relógio com a velocidade programada em 20.04

No parâmetro 20.06 quando este assume o valor 1, é dada a ordem de arranque do servomotor para a posição definida em 20.21

O parâmetro 20.01 quando assume o valor 1, reinicializa o posicionador

No parâmetro 20.21 é definida a distância em milímetros a ser percorrida, sendo este valor convertido pelo “*software*” em rpm. Este parâmetro deverá ser configurado antes da ordem de arranque em 20.06.

5.1.4.2. Esquema de montagem do tapete rolante

Esta montagem foi efetuada com recurso a uma fita elástica de 3,5 metros, com o objetivo de simular um tapete rolante em ambiente industrial, conectada ao eixo do servomotor e a um apoio do lado oposto. Foram colocados referenciais de posição inicial e final com o objetivo de delimitar a distância a ser percorrida, sendo também colocado um marcador na fita elástica com o objetivo de indicar a distância efetivamente percorrida.

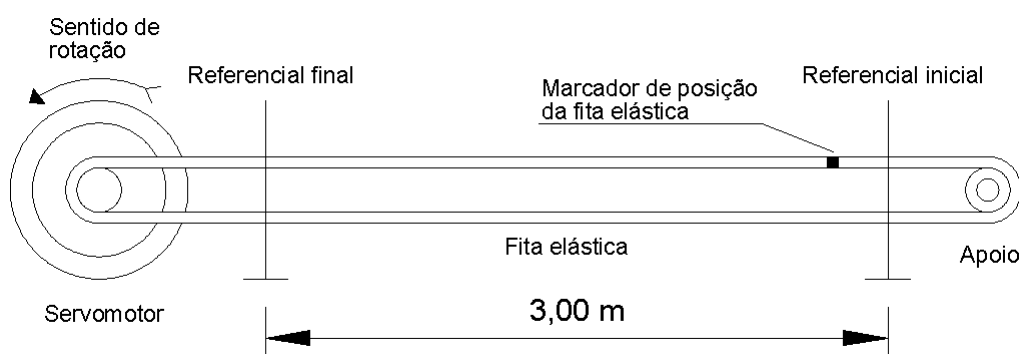


Figura 62 – Esquema de montagem do tapete rolante

5.1.4.3. Experiências efetuadas e resultados

As experiências efetuadas no modo controlo de velocidade e posicionamento, foram efetuados em percursos de 3 metros com quatro velocidades diferentes sendo elas, 3000, 1500, 750 e 375 rpm, as quais foram ajustadas no parâmetro 20.04. O parâmetro 20.21 foi ajustado, pois após vários ensaios verificou-se que o valor 2215 correspondeu á distância de 1 metro, pelo que inserido o valor 6645 este correspondeu a uma distância de 3 metros, sendo os resultados apresentados na tabela 12.

Tabela 12 – Valores obtidos no ensaio de velocidade e posicionamento

Velocidade (rpm)	3000	1500	750	375
Distância pretendida (m)	3,00	3,00	3,00	3,00
Distância percorrida (m)	2,83	2,91	2,93	2,95
Erro Absoluto (m)	0,17	0,09	0,07	0,05
Erro percentual (%)	5,67	3,00	2,33	1,67

5.2. Análise dos resultados

5.2.1. Análise das estratégias implementadas

Na figura 63 é apresentado um gráfico onde é possível visualizar a variação do erro em função da velocidade das três estratégias implementadas.

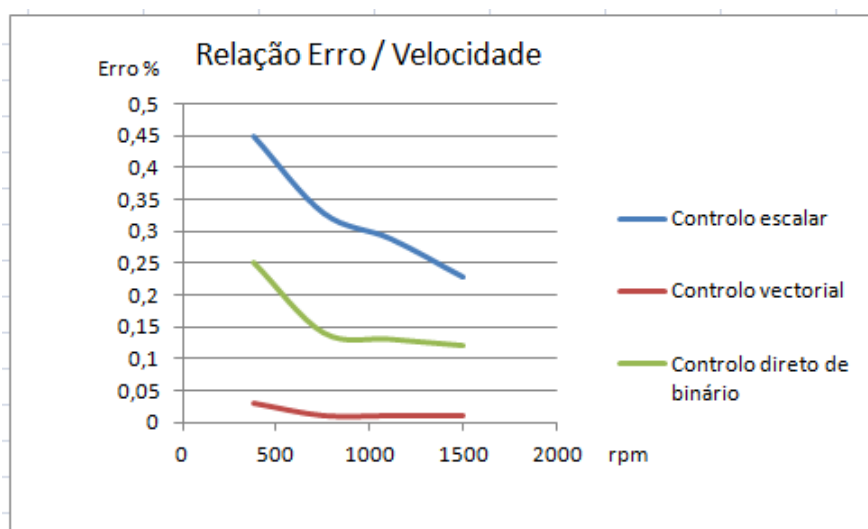


Figura 63 - Variação do erro em função da velocidade

Face aos valores observados podemos constatar que o controlo escalar apresenta uma variação praticamente linear, onde o erro aumenta diretamente com a diminuição da velocidade, sendo a estratégia que apresenta menor precisão.

O controlo vetorial com realimentação da velocidade apresenta uma precisão praticamente constante em toda a gama de velocidades, podendo afirmar-se que para valores inferiores a 750 rpm existe uma ligeira diminuição da precisão que varia linearmente. Analisando o gráfico observa-se que esta estratégia é a que apresenta maior precisão e melhor e melhor funcionamento na região das baixas velocidades.

O controlo vetorial sem realimentação da velocidade apresenta uma precisão intermédia entre a do controlo escalar e do controlo vetorial. Apresenta uma precisão praticamente constante até às 750 rpm ocorrendo abaixo deste valor uma variação acentuada onde o erro aumenta linearmente com a diminuição da velocidade.

5.2.2. Análise da velocidade e posicionamento

Na figura 64 é apresentado um gráfico onde é possível visualizar a precisão do posicionamento em função da variação da velocidade. Pode-se constatar que a precisão do posicionamento do tapete rolante diminui com o aumento da velocidade sendo esta variação praticamente linear.

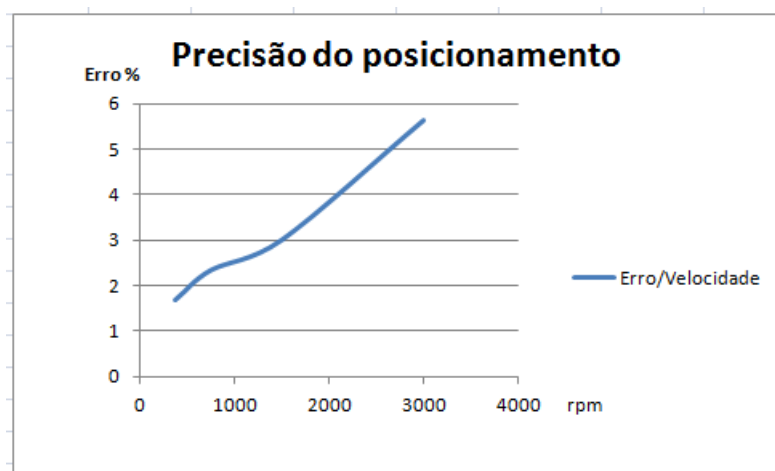


Figura 64 – Precisão do posicionamento

Capítulo 6

6.1. Conclusões

O propósito desta dissertação visava um conhecimento teórico sobre a variação eletrónica de velocidade e a implementação prática das principais estratégias utilizadas, sendo elas o controlo escalar em malha aberta, o controlo vetorial em malha fechada e o controlo direto de binário sem realimentação da velocidade, com o objetivo de analisar individualmente cada uma e efetuar a comparação os resultados obtidos. Era também intenção deste trabalho abordar o tema do controlo de posicionamento.

No controlo escalar verifica-se a implementação de uma estratégia simples e de baixo custo, visto dispensar a utilização de um “*encoder*” o que permitirá a utilização de um conversor eletrónico de potência com funções mais simples, sendo a sua precisão inferior às outras duas estratégias, conforme se pode constatar após análise e comparação dos resultados obtidos. A precisão desta estratégia aumenta com o aumento da velocidade, no entanto em acionamentos que não atuem na região das baixas velocidades e onde não seja exigida grande precisão na regulação da velocidade o controlo vetorial em malha aberta poderá ser implementado.

No controlo escalar em malha fechada, o qual engloba realimentação da velocidade, verifica-se uma implementação mais complexa visto envolver mais parâmetros e a aplicação de um “*encoder*”. Observando os resultados obtidos constata-se que a sua precisão é superior às outras duas estratégias, mantendo-se sensivelmente igual em todas as velocidades ensaiadas, sendo a estratégia de controlo mais indicada para acionamentos onde seja exigida grande precisão na variação da velocidade e rápida resposta às solicitações.

O controlo vetorial sem realimentação da velocidade apresenta uma precisão, a qual diminui com o aumento da velocidade, sendo superior á do ao controlo escalar em

malha aberta e inferior á do controlo vetorial em malha fechada. Dispõe da vantagem de não necessitar de “*encoder*” e pode ser implementado como alternativa ao controlo vetorial em acionamentos onde não se verifique a necessidade de um rigor absoluto no controlo da velocidade.

No controlo de velocidade e posicionamento, realizado com recurso a um servomotor com realimentação de velocidade, observou-se que a precisão aumenta á medida que a velocidade diminuiu, conforme se poderá constatar na análise do gráfico da figura 60, tendo sido possível efetuar posicionamentos com margens de erro consideráveis aceitáveis, para os requisitos exigidos a um transportador constituído por um tapete rolante, principalmente nas velocidades mais baixas.

O rigor do posicionamento dependeu também dos elementos mecânicos nomeadamente a fita elástica e o apoio utilizado, sendo estes de constituição simples, no entanto considera-se que com o servomotor e o conversor eletrónico de potência utilizados, a precisão obtida poderia ser melhorada com recurso a elementos mecânicos especificamente desenvolvidos para aplicar num transportador. Visto o quociente de atrito destes equipamentos serem superiores aos utilizados o que influí no resultado final.

De forma geral, os objetivos propostos nesta dissertação foram atingidos, visto ter sido efetuado um estudo teórico dos conversores eletrónicos de potência e em ambiente de laboratório terem sido realizados os ensaios pretendidos, o que permitiu conhecer e explorar as capacidades do conversor eletrónico de potência utilizado e a obtenção dos resultados pretendidos.

6.2. Trabalhos futuros

Durante esta dissertação observou-se a possibilidade de aprofundamento do projeto desenvolvido ou realização de futuros trabalhos acerca do tema da variação eletrónica de velocidade. Neste sentido são apresentadas sugestões para futuras experiências que poderiam ser realizadas para com objetivo de aprofundar o estudo das características do conversor eletrónico de potência em questão.

- Implementação das três estratégias utilizadas com diferentes cargas, com o objetivo de analisar o erro de estimação da velocidade com a variação da carga.

- Implementação das três estratégias utilizadas, com aumento e diminuição de velocidade com o objetivo de analisar os tempos de resposta às solicitações, de cada uma das estratégias.

- Implementação de um sistema de controlo de velocidade e posicionamento de um tapete rolante em ambiente industrial, com o objetivo de analisar a precisão do posicionamento com a variação da carga.

Outra perspetiva seria a abordagem das linguagens de programação utilizadas para o controlo de velocidade e posicionamento, desenvolvendo o programa utilizado com o objetivo de efetuar um estudo sobre as potencialidades da linguagem *DPL “Drive Programming Language”* ou a execução de um programa semelhante nas linguagens “*Ladder Logic*” ou “*Function Blocks*”.

Referências Documentais

- [1] Bösch, Frank - *The Energy Crises of the 1970s as Challenges to the Industrialized World*. Centre for Contemporary History. Ruhr-University, Bochum, Germany, <http://hsozkult.geschichte.hu-berlin.de/tagungsberichte>
- [2] Comissão Europeia - *Livro verde, Para uma estratégia europeia de segurança no aprovisionamento energético*. 29 de Novembro de 2000, http://europa.eu.int/comm/energy_transport/fr/lpi_fr.html
- [3] Magueijo, Vítor; Fernandes, M.^a Cristina; Matos, Henrique A.; Clemente, Pedro Nunes; - *Medidas de eficiência energética aplicadas á indústria: Um enquadramento tecnológico sucinto*. ADENE - Agência para a energia, Julho de 2010.
- [4] Resolução do Conselho de Ministros n.º 20/2013 - *Diário da República, 1.ª série - N.º 70*, 10 de Abril de 2013
- [5] ADENE – “*Cursos de utilização racional de energia – Eficiência energética na indústria*”, Gaia, Janeiro de 2004.
- [6] Figueiredo, Ricardo; - “*ABB – Eficiência Energética*”. ISEP – 29 de Abril de 2010.
- [7] Vacon; - *Vacon NXP liquid cooled AC Drives*, www.vacon.com
- [8] ABB Drives – “*Technical guide No 3 – EMC compliant installation and configuration for a power drive system*”, ABB 2012.
- [9] WEG Automação – “*Guia de aplicação – Inversores de frequência*”, 2.^a Edição, Fevereiro de 2004.
- [10] Domingues, Mauro Pilloto; - *Avaliação do emprego de acoplamentos hidrodinâmicos em conjuntos de motobombas de média tensão: Aplicação no sector de saneamento*. Dissertação de Mestrado, Escola Politécnica & Escola de Química, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2012.

- [11] EDP; - *Soluções de eficiência PME – Variadores electrónicos de velocidade*
- [12] Schneider Electric; - *Altivar 11 – Inversores de frequência para motores assíncronos, Manual de operação*
- [13] Vacon; - *Vacon NXP e NXC AC Drives*, www.vacon.com
- [14] WEG – “*Modulo 2 – Variação de velocidade*”, Centro de treinamento de clientes.
- [15] Del Toro, Vicent; - *Fundamentos de máquinas elétricas*. Editora Prentice-Hall do Brasil, 1994.
- [16] Kostenko, M.; Piotrovski, L.; - *Máquinas elétricas*. Edições Lopes da Silva, 1979.
- [17] Franchi, Claiton Moro; - *Inversores de frequência – Teoria e aplicações*. Editora Érica Ltda, São Paulo, 2.^a Edição, 2010.
- [18] Bose, Bimal K.; - *Modern power electronics and AC drives*. Prentice-Hall PTR, 2002.
- [19] Vithayathil, Joseph; - *Power Electronics – Principles and Applications*. McGraw-Hill, Inc., 1995.
- [20] Sousa Melo, Pedro Miguel Azevedo; – *Evolução dos Parâmetros de Motores de Indução Trifásicos e sua Influência em estratégias de controlo*. Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2009.
- [21] Gripp Junior, Percy Emerich; – *Estudo das tecnologias e aplicações dos inversores de frequência de média tensão*. Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória - ES, Brasil, 2005.
- [22] General Electric – “*Automatismos e Controlo – Eletrónica de Potência*”, www.gepowercontrols.com
- [23] Danfoss – “*Drives em acção*” Setembro de 2007, www.danfoss.com

Anexo A. Ensaios em controlo escalar

Registo de ensaios em controlo escalar em malha aberta:

Parâmetros do menu 0

CTSsoft - 1920566 Open Loop [My Drive 1 - Menu 0 - Basic Setup (Online)]

File Edit Drive Monitoring View Window Help

Explorer

- My Computer
 - 1920566 Open Loop
 - My Drive 1 (Unidrive SP)
 - Drive Properties
 - Parameters
 - Menu 0 : Basic Setup
 - Menu 1 : Speed refer
 - Menu 2 : Ramps
 - Menu 3 : Speed Loop
 - Menu 4 : Torque and
 - Menu 5 : Motor Cont
 - Menu 6 : Sequencer
 - Menu 7 : Analog I/O
 - Menu 8 : Digital I/O
 - Menu 9 : Logic, Mpot
 - Menu 10 : Status ani
 - Menu 11 : General
 - Menu 12 : Threshold
 - Menu 13 : Position C
 - Menu 14 : User PID
 - Menu 18 : Application
 - Menu 19 : Application
 - Menu 20 : Application
 - Menu 21 : Second M
 - Menu 22 : Additional
 - Block Diagrams
 - Parameter Files

Toolbox

- Upload parameters
- Download parameters
- Reset drive
- Save parameters in drive
- Save parameter file
- Open parameter file

Parameter	Description	Default	Memory	Units
00.00	Parameter 0	0	0	
00.01	Minimum reference clamp	0,0	0,0	Hz
00.02	Maximum reference clamp	50,0	50,0	Hz
00.03	Acceleration rate 1	5,0	40,0	s/100Hz
00.04	Deceleration rate 1	10,0	40,0	s/100Hz
00.05	Reference selector	A1.A2	A1.A2	
00.06	Symmetrical current limit	165,0	165,0	%
00.07	Voltage mode select	Ur 1	Ur 1	
00.08	Low frequency voltage boost	3,0	3,0	%
00.09	Dynamic V/f / flux optimise select	OFF	OFF	
00.10	Motor rpm	0	0	RPM
00.11	Output frequency	0,0	0,0	Hz
00.12	Current magnitude	0,00	0,00	A
00.13	Active current	0,00	0,00	A
00.14	Torque mode selector	Speed	Speed	
00.15	Ramp mode select	Std	Std	
00.16	T28 & T29 digital input auto-selection di...	OFF	OFF	
00.17	T29 digital input 6 destination	6,31	6,31	menu.param
00.18	Positive logic select	On	On	
00.19	T7 analog input 2 mode	Volt	Volt	
00.20	T7 analog input 2 destination	1,37	1,37	menu.param
00.21	T8 analog input 3 mode	th	th	
00.22	Bipolar reference enable	OFF	OFF	
00.23	Jog reference	0,0	0,0	Hz
00.24	Preset reference 1	0,0	0,0	Hz
00.25	Preset reference 2	0,0	0,0	Hz
00.26	Preset reference 3	0,0	0,0	Hz
00.27	Preset reference 4	0,0	0,0	Hz
00.28	Enable forward / reverse key	OFF	OFF	
00.29	SMARTCARD parameter data previously loaded	0	0	
00.30	Parameter cloning	nonE	nonE	
00.31	Drive voltage rating	400	400	V
00.32	Maximum Heavy Duty current rating	7,60	7,60	A
00.33	Catch a spinning motor	0	0	
00.34	User security code	0	0	
00.35	Serial mode	rtu	rtu	
00.36	Baud rate	19200	19200	
00.37	Serial address	1	1	
00.38	Current controller Kp gain	20	20	
00.39	Current controller Ki gain	40	40	
00.40	Autotune	0	0	
00.41	Maximum switching frequency	3	3	kHz
00.42	Number of motor poles	Auto	Auto	
00.43	Rated power factor	0,850	0,810	
00.44	Rated voltage	400	400	V
00.45	Rated load rpm / rated speed	1500	1410	RPM
00.46	Motor rated current	7,60	5,60	A
00.47	Rated frequency	50,0	50,0	Hz
00.48	User drive mode	OPEn LP	OPEn LP	
00.49	Security status	L1	L2	
00.50	Software version	1,07	1,07	

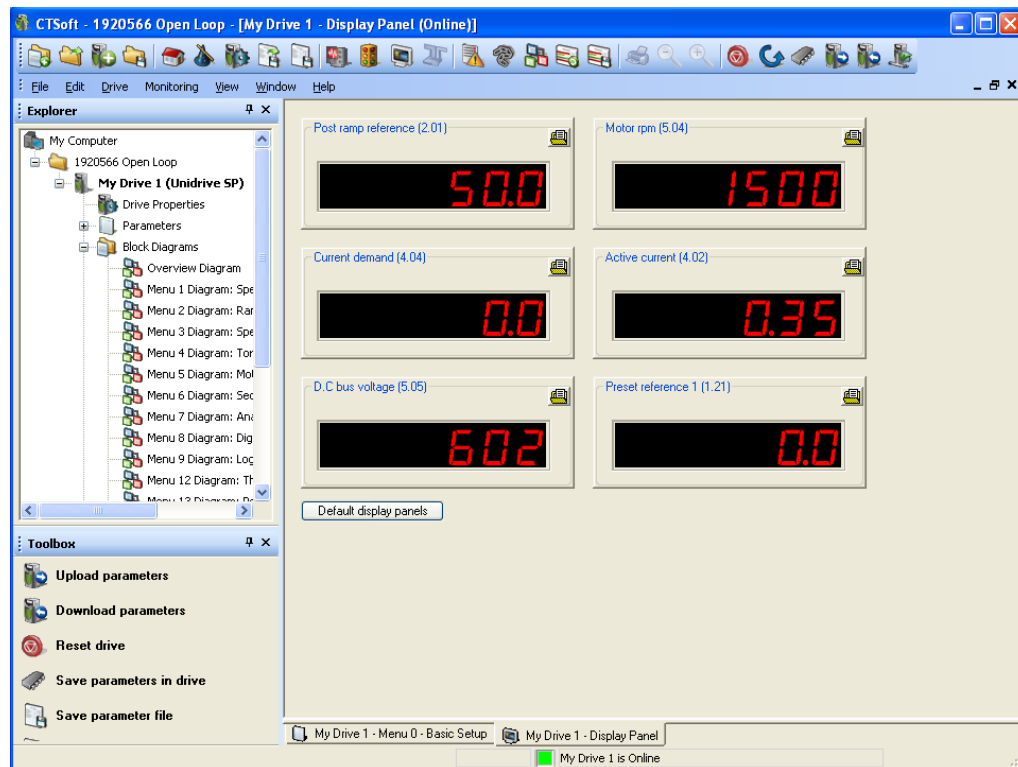
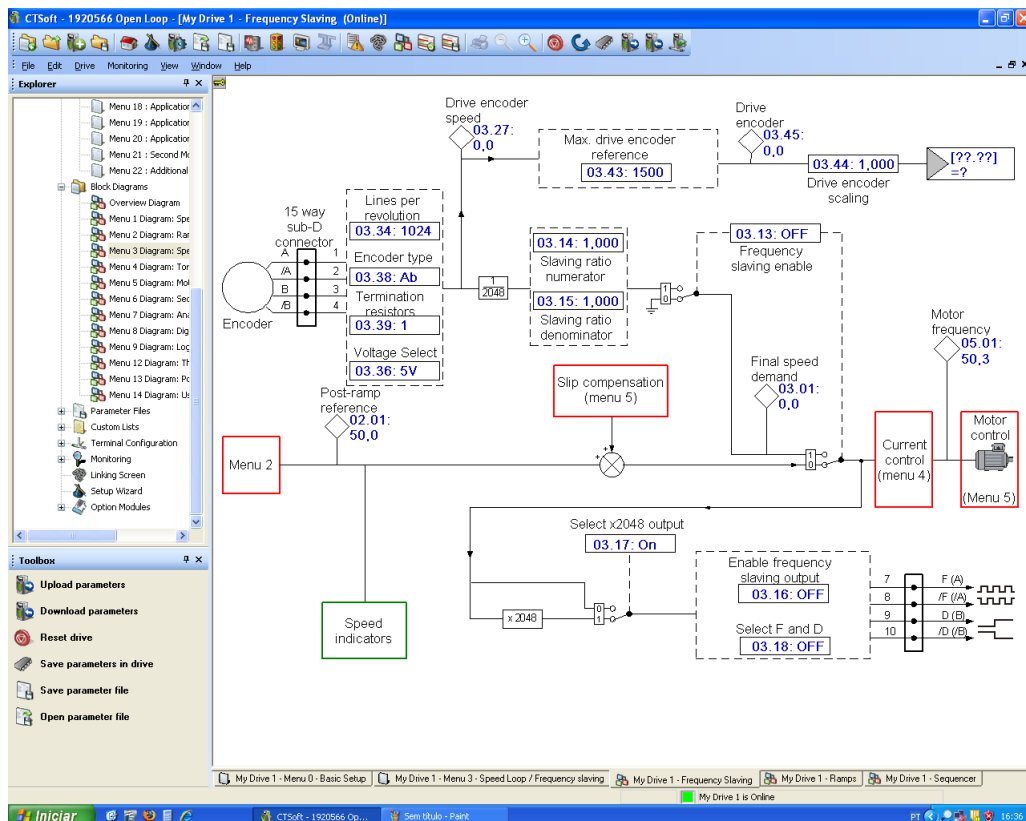
My Drive 1 - Menu 0 - Basic Setup

My Drive 1 is Online

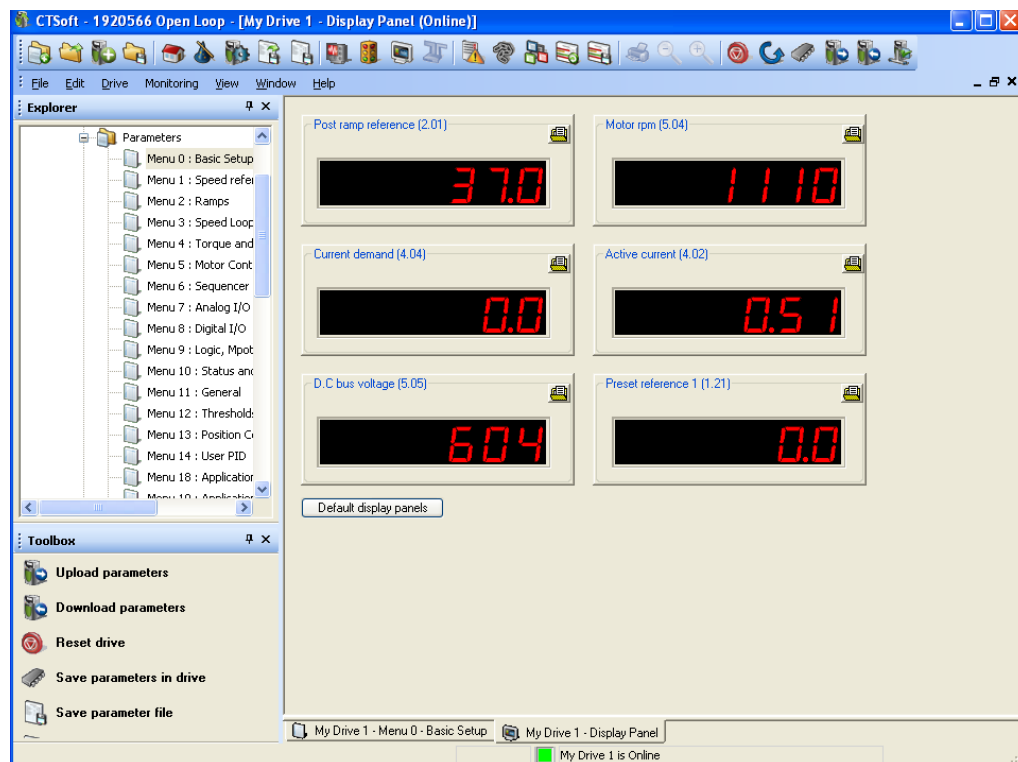
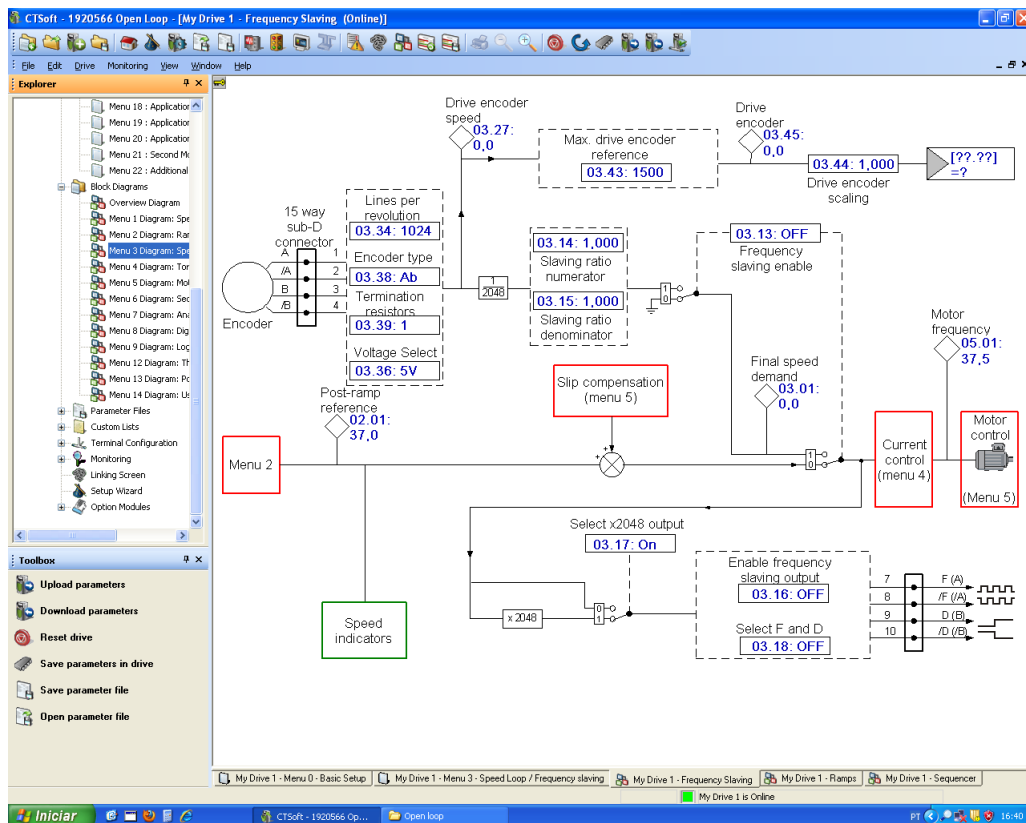
TIMEOUT! TRIPPED

18:04

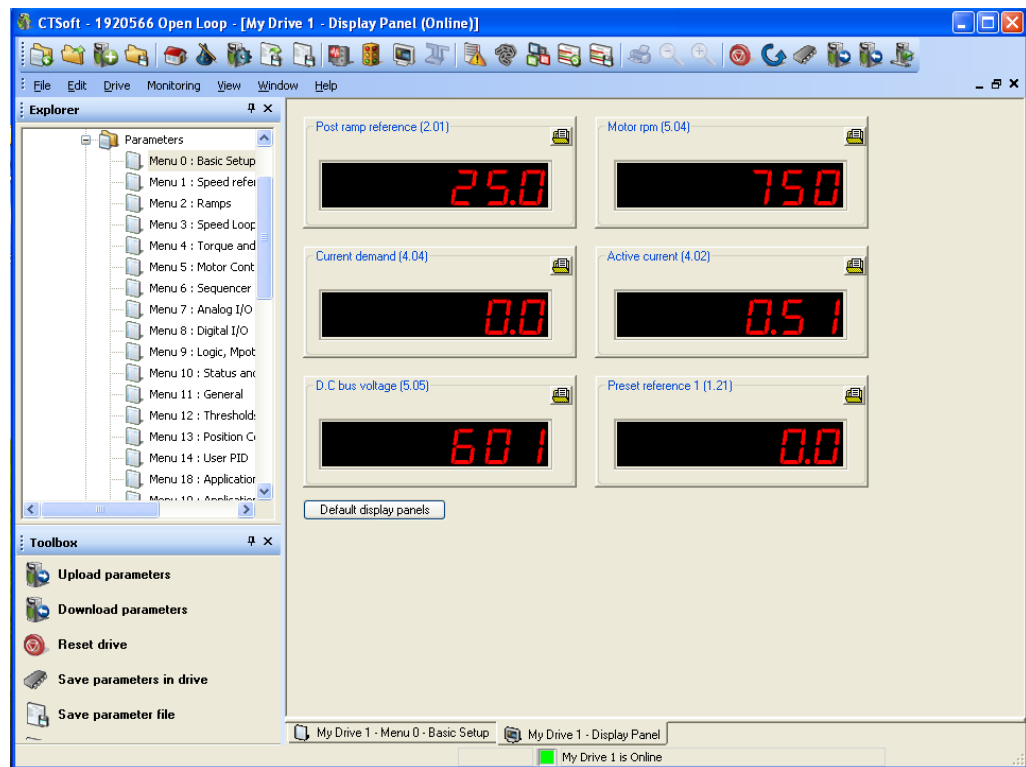
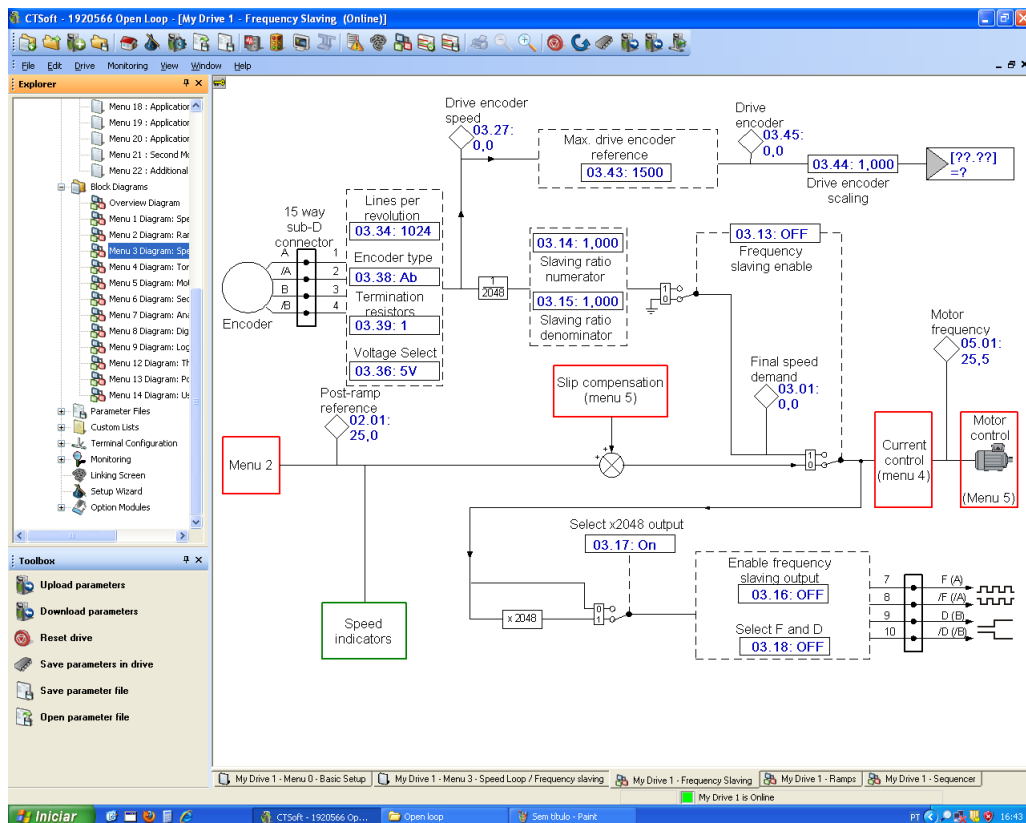
Ensaio a 50 Hz – Diagrama do Menu 3 e valores dos parâmetros de leitura



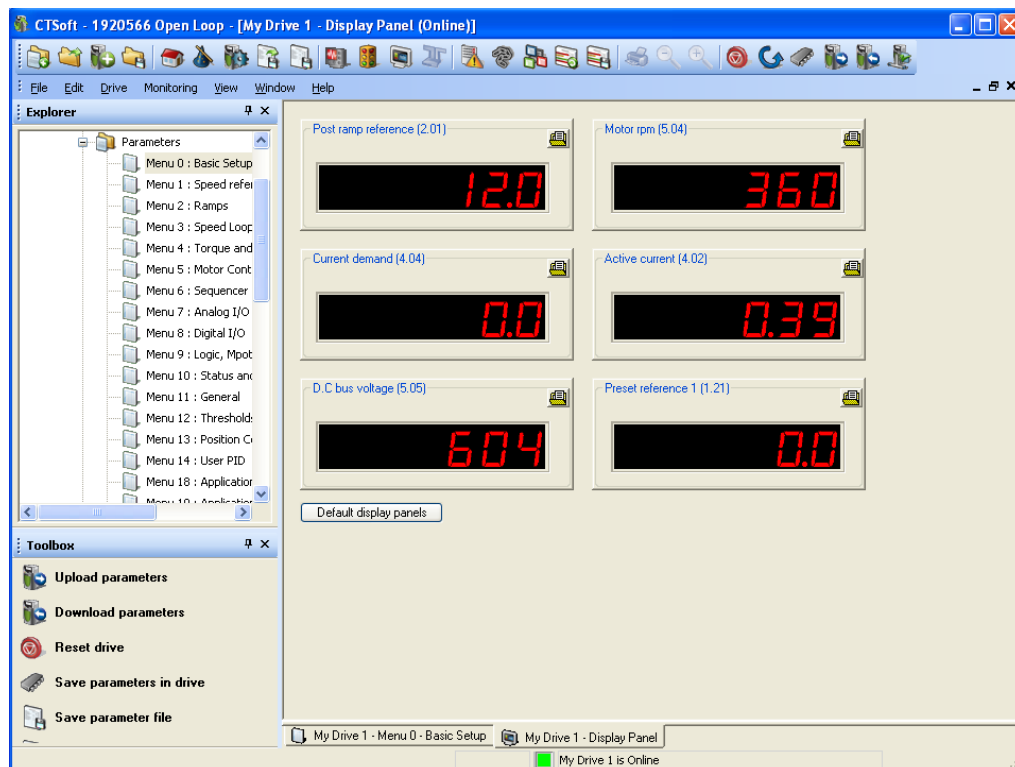
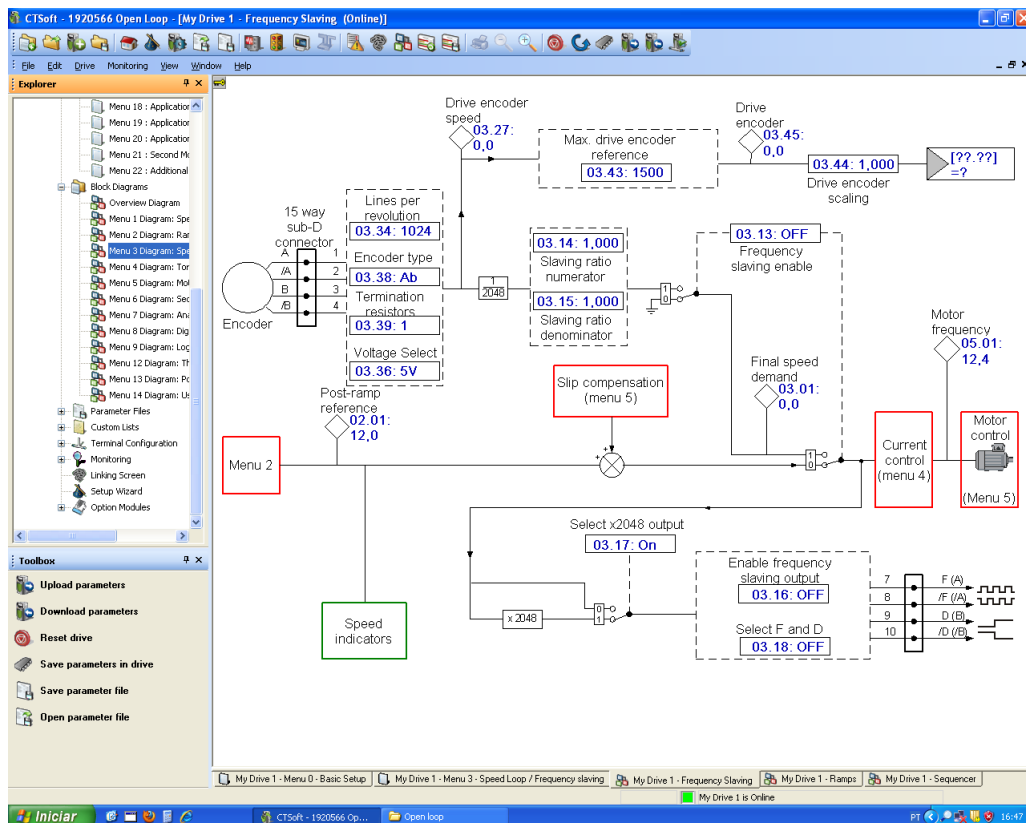
Ensaio a 37 Hz – Diagrama do Menu 3 e valores dos parâmetros de leitura



Ensaio a 25 Hz – Diagrama do Menu 3 e valores dos parâmetros de leitura



Ensaio a 12 Hz – Diagrama do Menu 3 e valores dos parâmetros de leitura



Anexo B. Ensaios em controlo vetorial

Registo de ensaios em controlo vetorial em malha fechada:

Parâmetros do menu 0

CTSoft - 1920566 CV2 - [My Drive 1 - Menu 0 - Basic Setup (Online)]

File Edit Drive Monitoring View Window Help

Explorer

- My Computer
 - 1920566 CV2
 - My Drive 1 (Unidrive SP)
 - Drive Properties
 - Parameters
 - Menu 0 : Basic Setup
 - Menu 1 : Speed refer
 - Menu 2 : Ramps
 - Menu 3 : Speed Loop
 - Menu 4 : Torque and
 - Menu 5 : Motor Cont
 - Menu 6 : Sequencer
 - Menu 7 : Analog I/O
 - Menu 8 : Digital I/O
 - Menu 9 : Logic, Mpot
 - Menu 10 : Status and
 - Menu 11 : General
 - Menu 12 : Threshold
 - Menu 13 : Position G
 - Menu 14 : User PID
 - Menu 18 : Applicator
 - Menu 19 : Applicator
 - Menu 20 : Applicator
 - Menu 21 : Second M
 - Menu 22 : Additional
 - Block Diagrams
 - Overview Diagram

Parameter	Description	Default	Memory	Units
00.00	Parameter 0	0	0	
00.01	Minimum reference clamp	0,0	0,0	RPM
00.02	Maximum reference clamp	1500,0	1500,0	RPM
00.03	Acceleration rate 1	2,000	10,000	s/1000 RPM
00.04	Deceleration rate 1	2,000	10,000	s/1000 RPM
00.05	Reference selector	A1.A2	A1.A2	
00.06	Symmetrical current limit	175,0	175,0	%
00.07	Speed controller proportional gain (Kp1)	0,0100	0,0100	1/rad s-1
00.08	Speed controller integral gain (Ki1)	1,00	1,00	1/rad
00.09	Speed controller differential feedback g...	0,00000	0,00000	s
00.10	Speed feedback	0,0	0,0	RPM
00.11	Output frequency	0,0	0,0	Hz
00.12	Current magnitude	0,00	2,11	A
00.13	Active current	0,00	0,02	A
00.14	Torque mode selector	Speed	Speed	
00.15	Ramp mode select	Std	Std	
00.16	Ramp enable	On	On	
00.17	Current demand filter 1	0,0	0,0	ms
00.18	Positive logic select	On	On	
00.19	T7 analog input 2 mode	Volt	Volt	
00.20	T7 analog input 2 destination	1,37	1,37	menu.param
00.21	T8 analog input 3 mode	th	th	
00.22	Bipolar reference enable	OFF	OFF	
00.23	Jog reference	0,0	0,0	RPM
00.24	Preset reference 1	0,0	0,0	RPM
00.25	Preset reference 2	0,0	0,0	RPM
00.26	Overspeed threshold	0	0	RPM
00.27	Drive encoder lines per revolution	1024	4096	
00.28	Enable forward / reverse key	OFF	OFF	
00.29	SMARTCARD parameter data previously loaded	0	0	
00.30	Parameter cloning	nonE	nonE	
00.31	Drive voltage rating	400	400	V
00.32	Maximum Heavy Duty current rating	7,60	7,60	A
00.33	Rated rpm autotune	0	0	
00.34	User security code	0	0	
00.35	Serial mode	rtu	rtu	
00.36	Baud rate	19200	19200	
00.37	Serial address	1	1	
00.38	Current controller Kp gain	150	150	
00.39	Current controller Ki gain	2000	2000	
00.40	Autotune	0	0	
00.41	Maximum switching frequency	3	3	kHz
00.42	Number of motor poles	Auto	Auto	
00.43	Rated power factor	0,850	0,810	
00.44	Rated voltage	400	400	V
00.45	Rated load rpm / rated speed	1450,00	1410,00	RPM
00.46	Motor rated current	7,60	3,60	A
00.47	Rated frequency	50,0	50,0	Hz
00.48	User drive mode	CL VECL	CL VECL	
00.49	Security status	L1	L2	
00.50	Software version	1,07	1,07	

Toolbox

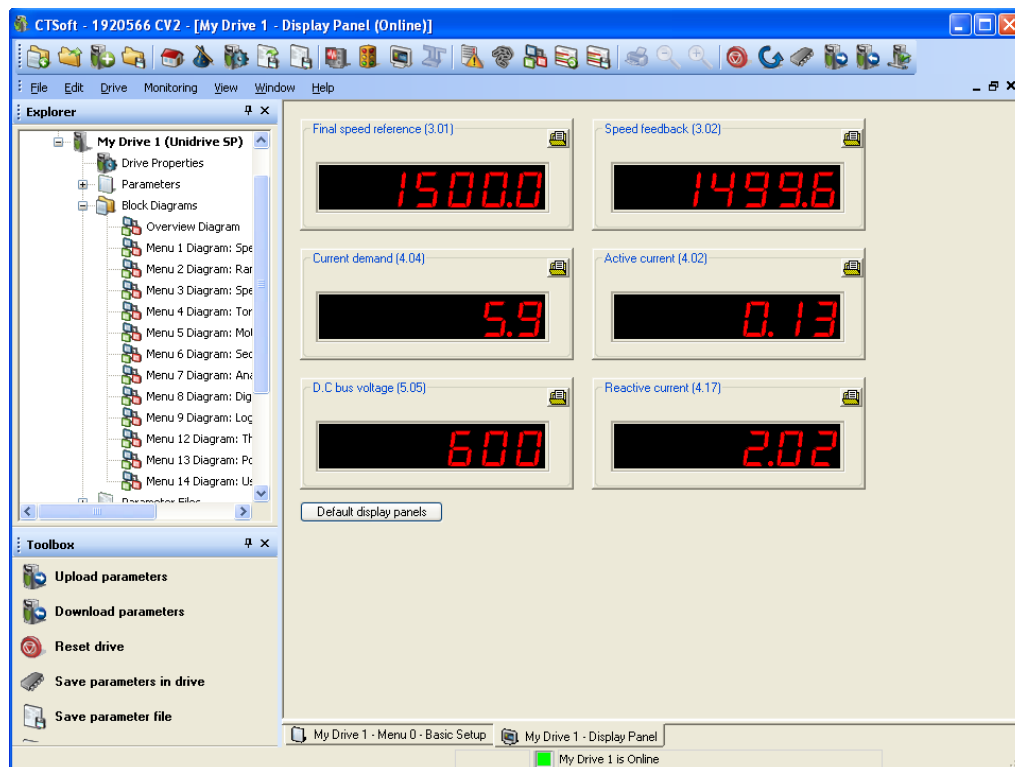
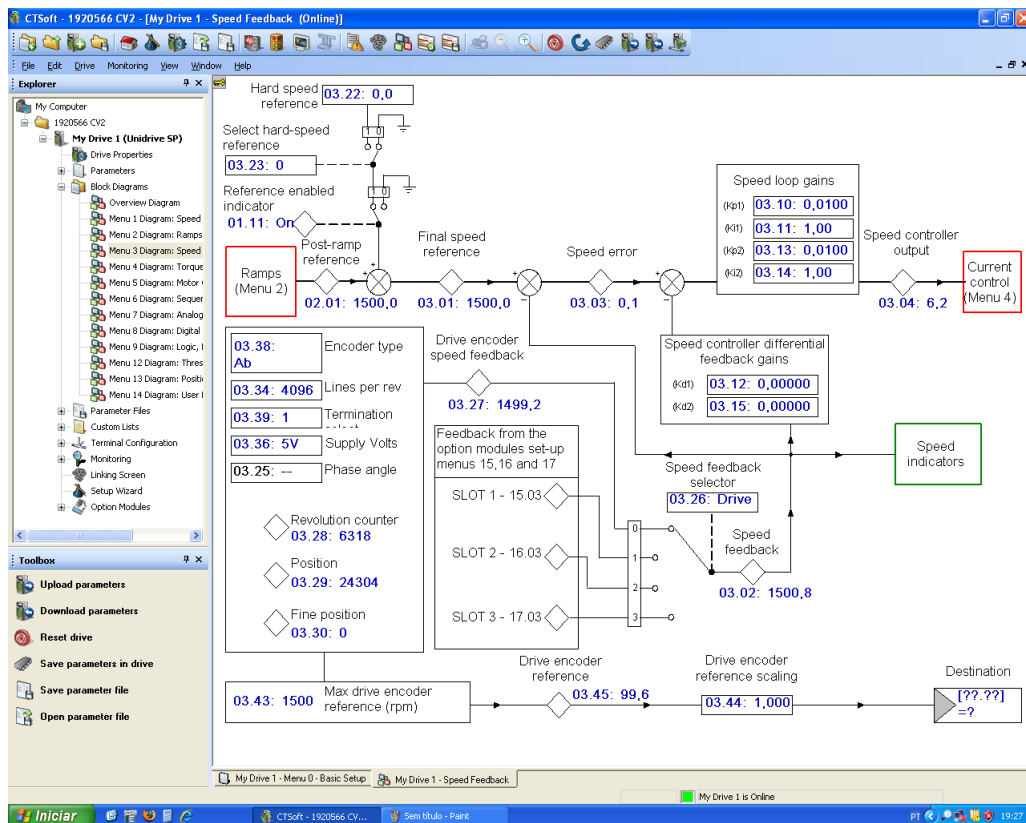
- Upload parameters
- Download parameters
- Reset drive
- Save parameters in drive
- Save parameter file
- Open parameter file

My Drive 1 - Menu 0 - Basic Setup My Drive 1 - Display Panel My Drive 1 - Reference Selection My Drive 1 - Ramps My Drive 1 - Speed Feedback My Drive 1 - Motor C...

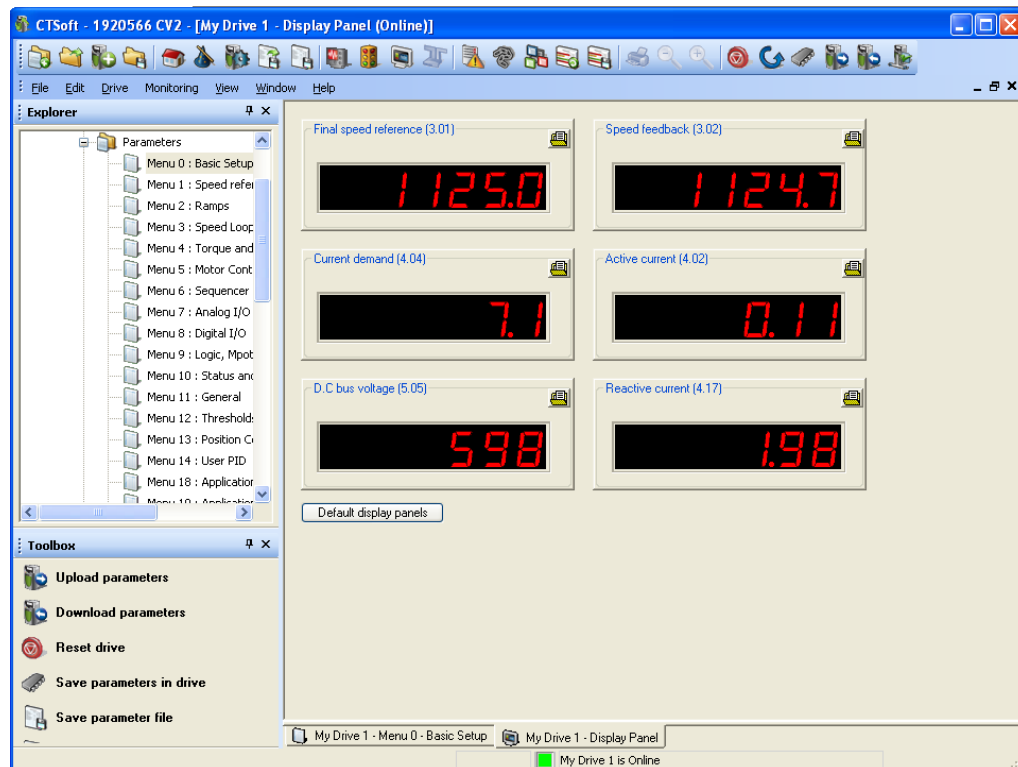
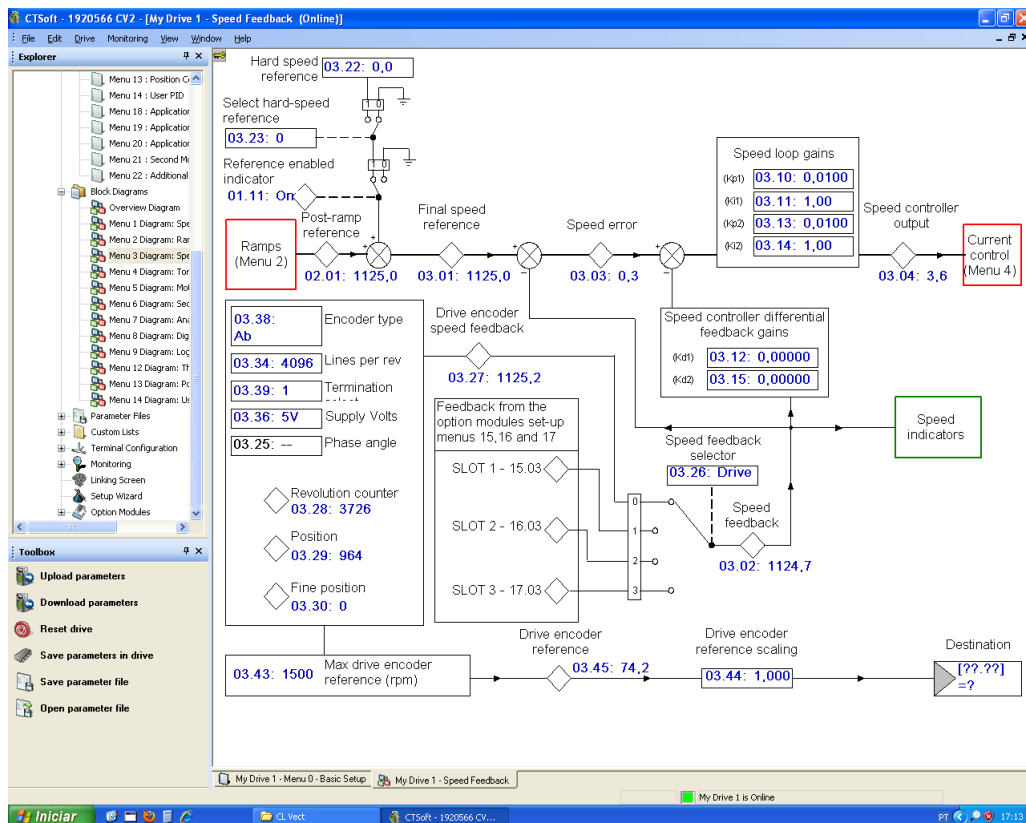
My Drive 1 is Online

19:42

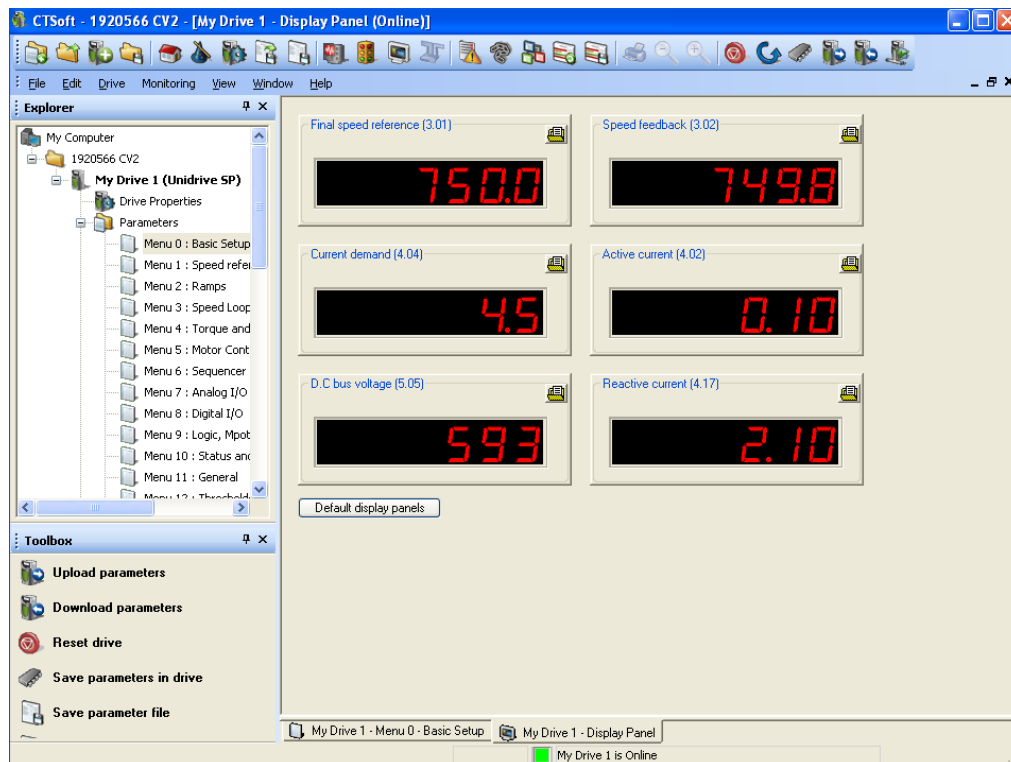
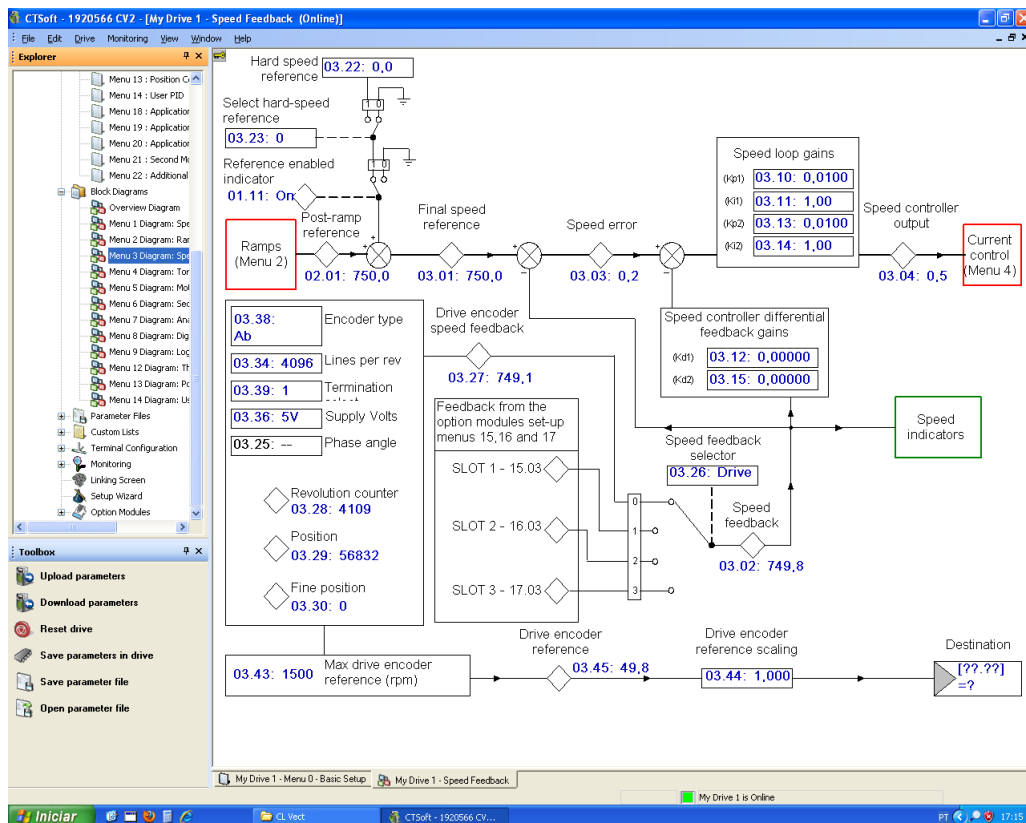
Ensaio a 1500 rpm – Diagrama do Menu 3 e valores dos parâmetros de leitura



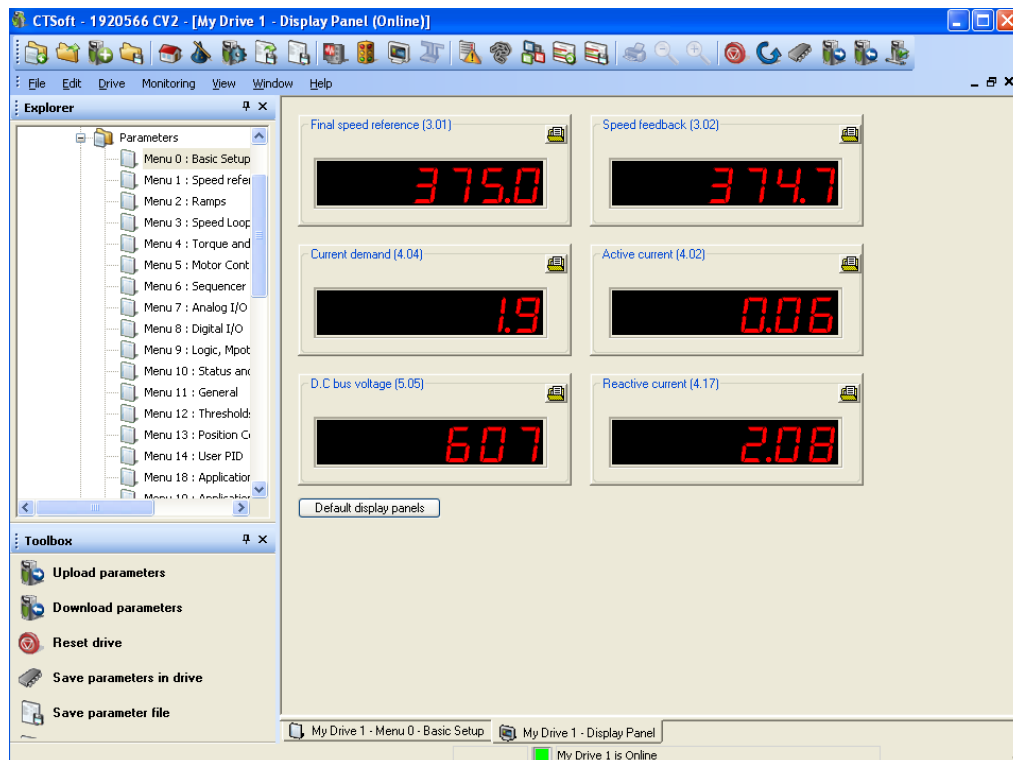
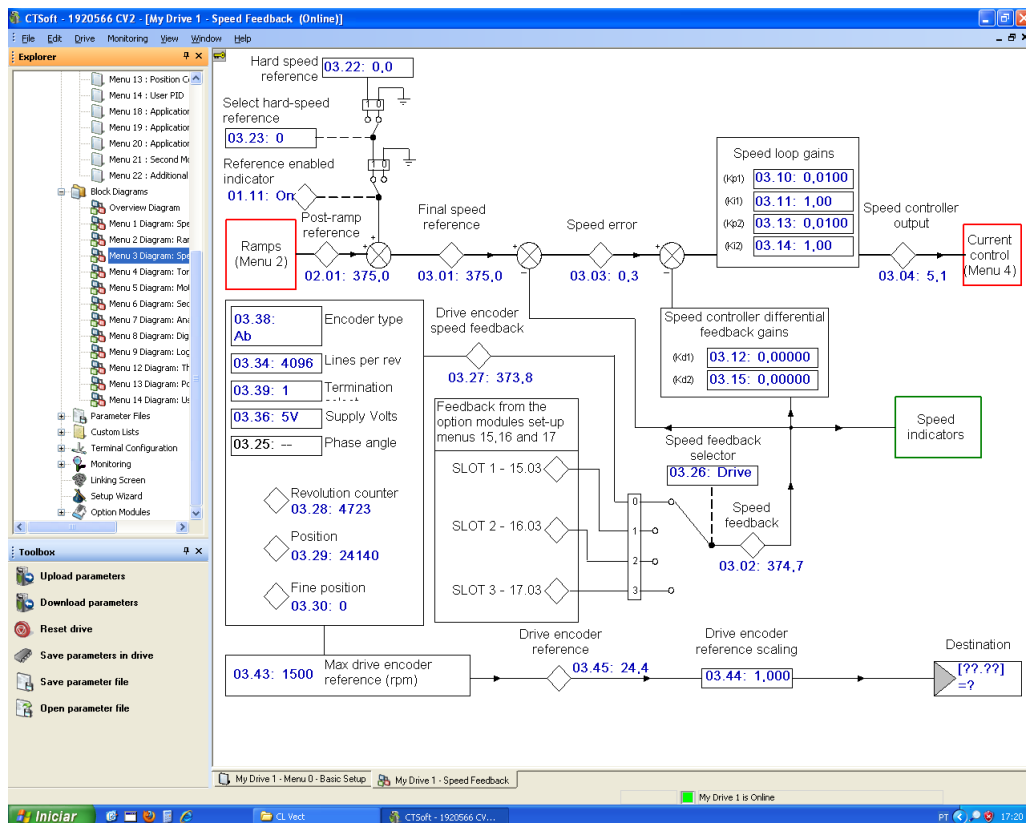
Ensaio a 1125 rpm – Diagrama do Menu 3 e valores dos parâmetros de leitura



Ensaio a 750 rpm – Diagrama do Menu 3 e valores dos parâmetros de leitura



Ensaio a 375 rpm – Diagrama do Menu 3 e valores dos parâmetros de leitura



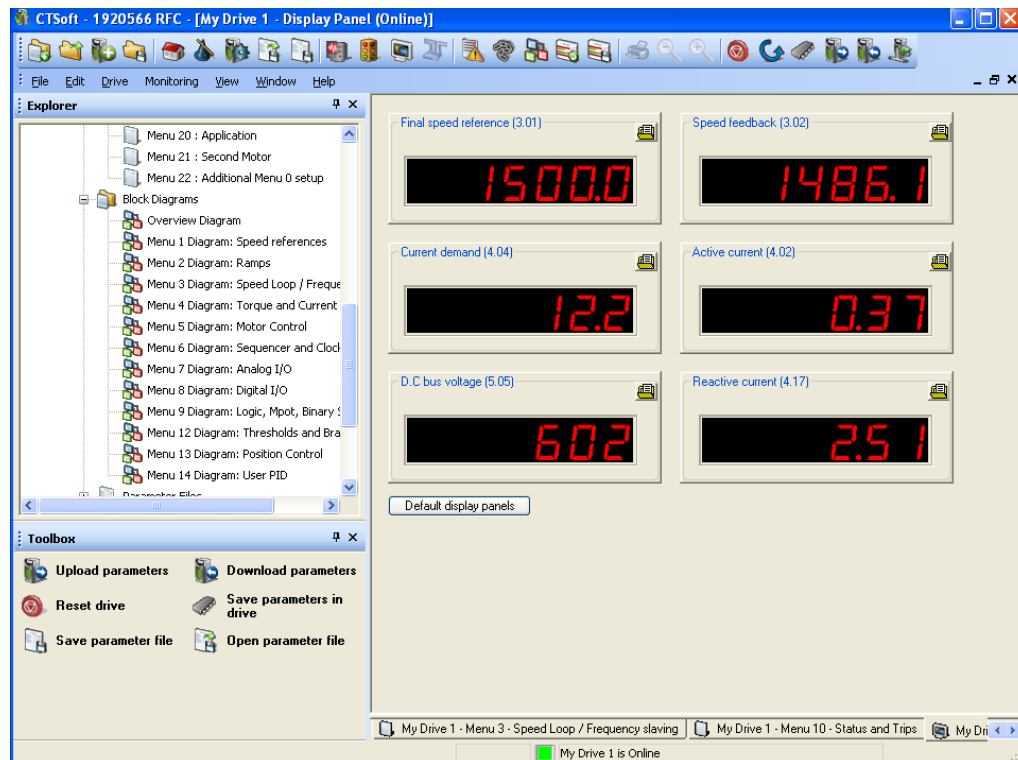
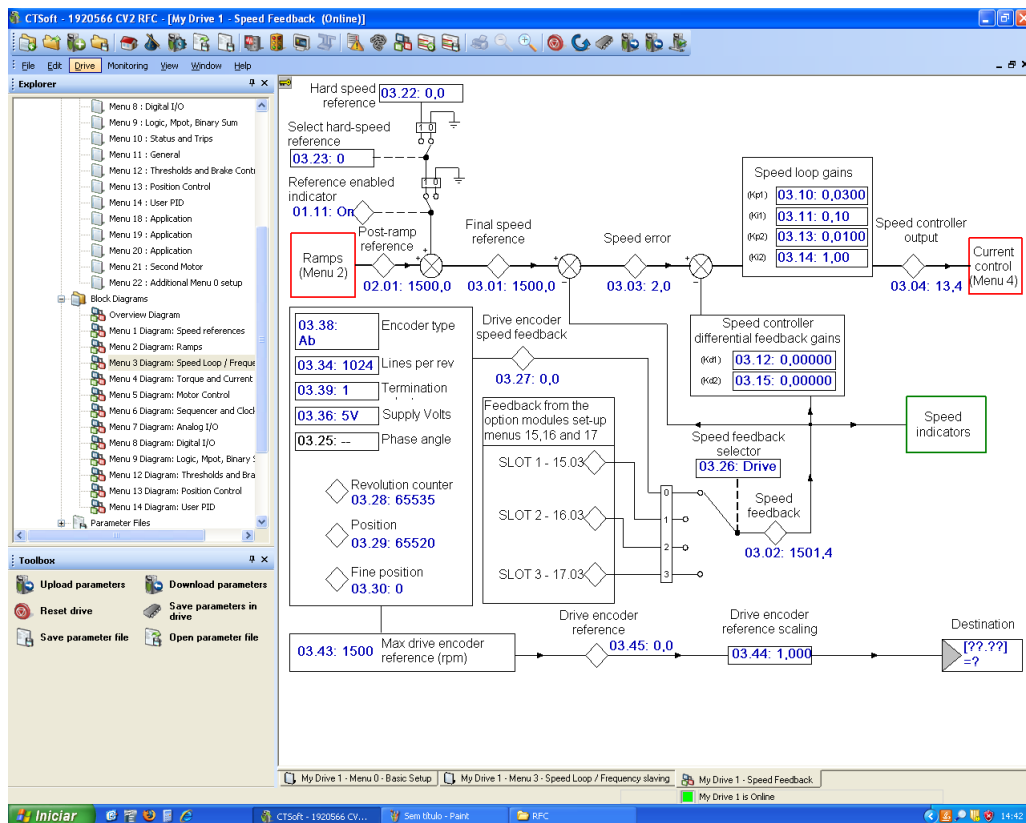
Anexo C. Ensaios em controlo vetorial “*sensorless*”

Registo de ensaios em controlo vetorial “*sensorless*” (RFC):

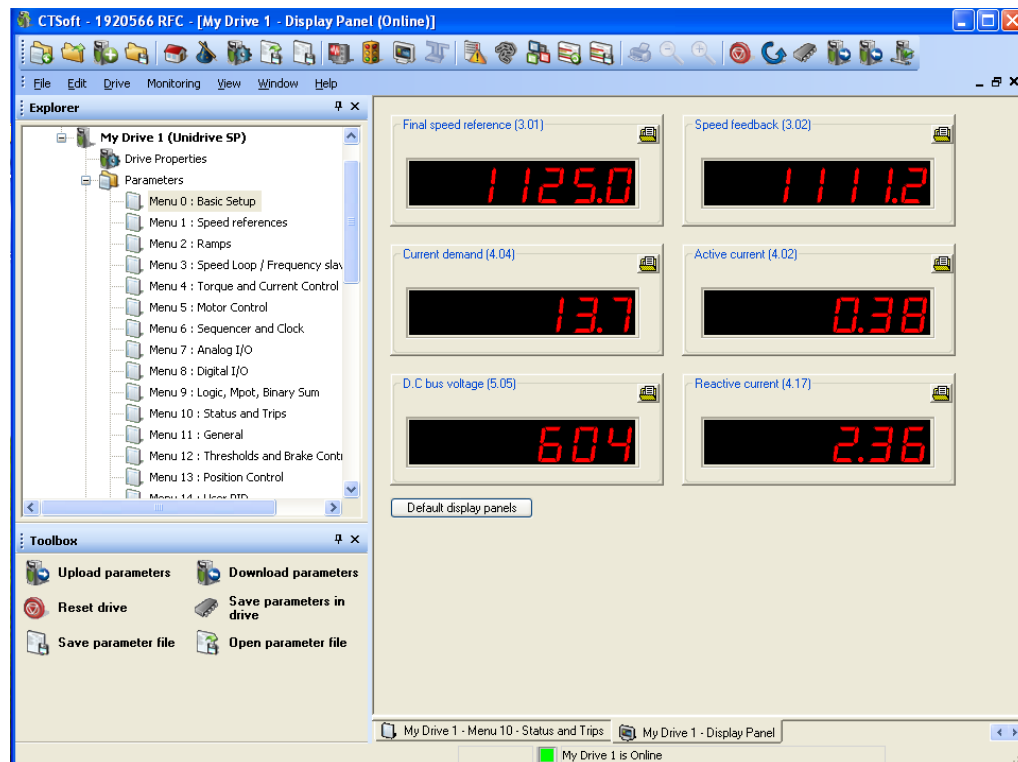
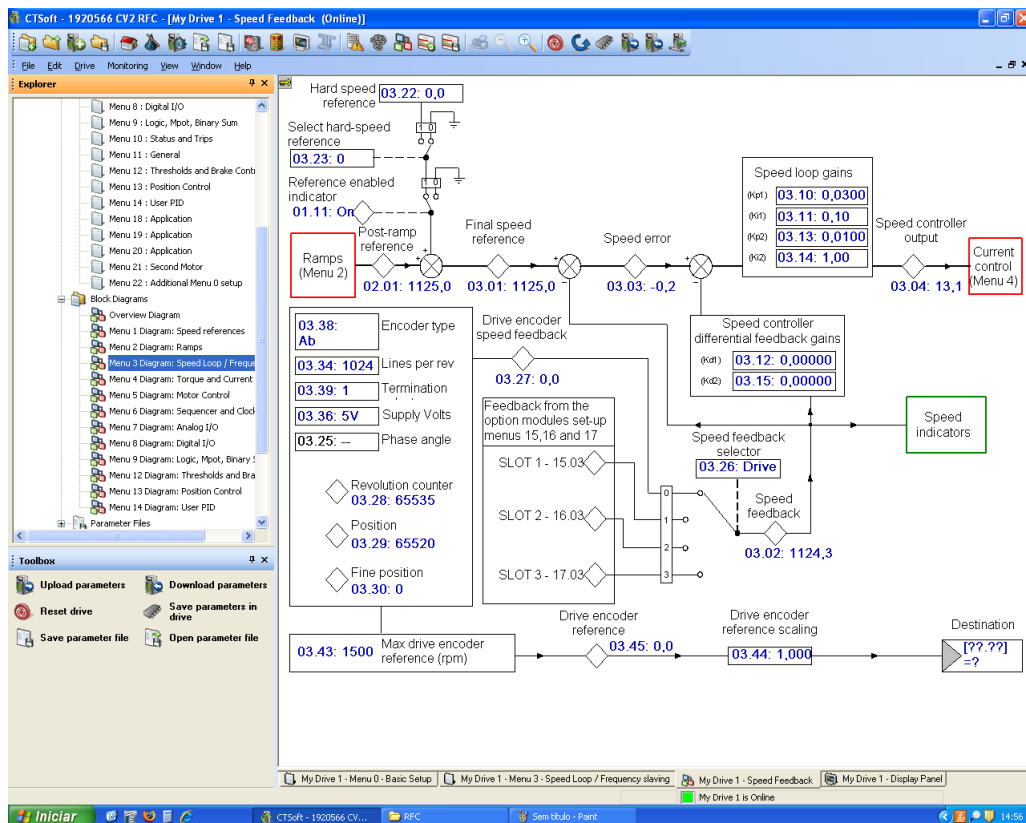
Parâmetros do menu 0

Parameter	Description	Default	Memory	Units
00.00	Parameter 0	0	0	
00.01	Minimum reference clamp	0,0	0,0	RPM
00.02	Maximum reference clamp	1500,0	1500,0	RPM
00.03	Acceleration rate 1	2,000	10,000	s/1000 RPM
00.04	Deceleration rate 1	2,000	10,000	s/1000 RPM
00.05	Reference selector	A1.A2	A1.A2	
00.06	Symmetrical current limit	175,0	175,0	%
00.07	Speed controller proportional gain (Kp1)	0,0100	0,0300	1/rad s-1
00.08	Speed controller integral gain (Ki1)	1,00	0,10	1/rad
00.09	Speed controller differential feedback g...	0,00000	0,00000	s
00.10	Speed feedback	0,0	0,0	RPM
00.11	Output frequency	0,0	0,0	Hz
00.12	Current magnitude	0,00	0,00	A
00.13	Active current	0,00	0,00	A
00.14	Torque mode selector	Speed	Speed	
00.15	Ramp mode select	Std	Std	
00.16	Ramp enable	On	On	
00.17	Current demand filter 1	0,0	0,0	ms
00.18	Positive logic select	On	On	
00.19	T7 analog input 2 mode	Volt	Volt	
00.20	T7 analog input 2 destination	1,37	1,37	menu.param
00.21	T8 analog input 3 mode	th	th	
00.22	Bipolar reference enable	OFF	OFF	
00.23	Jog reference	0,0	0,0	RPM
00.24	Preset reference 1	0,0	0,0	RPM
00.25	Preset reference 2	0,0	0,0	RPM
00.26	Overspeed threshold	0	0	RPM
00.27	Drive encoder lines per revolution	1024	1024	
00.28	Enable forward / reverse key	OFF	OFF	
00.29	SMARTCARD parameter data previously loaded	0	0	
00.30	Parameter cloning	none	none	
00.31	Drive voltage rating	400	400	V
00.32	Maximum Heavy Duty current rating	7,60	7,60	A
00.33	Rated rpm autotune	0	0	
00.34	User security code	0	0	
00.35	Serial mode	rtu	rtu	
00.36	Baud rate	19200	19200	
00.37	Serial address	1	1	
00.38	Current controller Kp gain	150	244	
00.39	Current controller Ki gain	2000	1680	
00.40	Autotune	0	0	
00.41	Maximum switching frequency	3	3	kHz
00.42	Number of motor poles	Auto	Auto	
00.43	Rated power factor	0,850	0,710	
00.44	Rated voltage	400	400	V
00.45	Rated load rpm / rated speed	1450,00	1410,00	RPM
00.46	Motor rated current	7,60	3,60	A
00.47	Rated frequency	50,0	50,0	Hz
00.48	User drive mode	CL VECT	CL VECT	
00.49	Security status	L1	L2	
00.50	Software version	1,07	1,07	

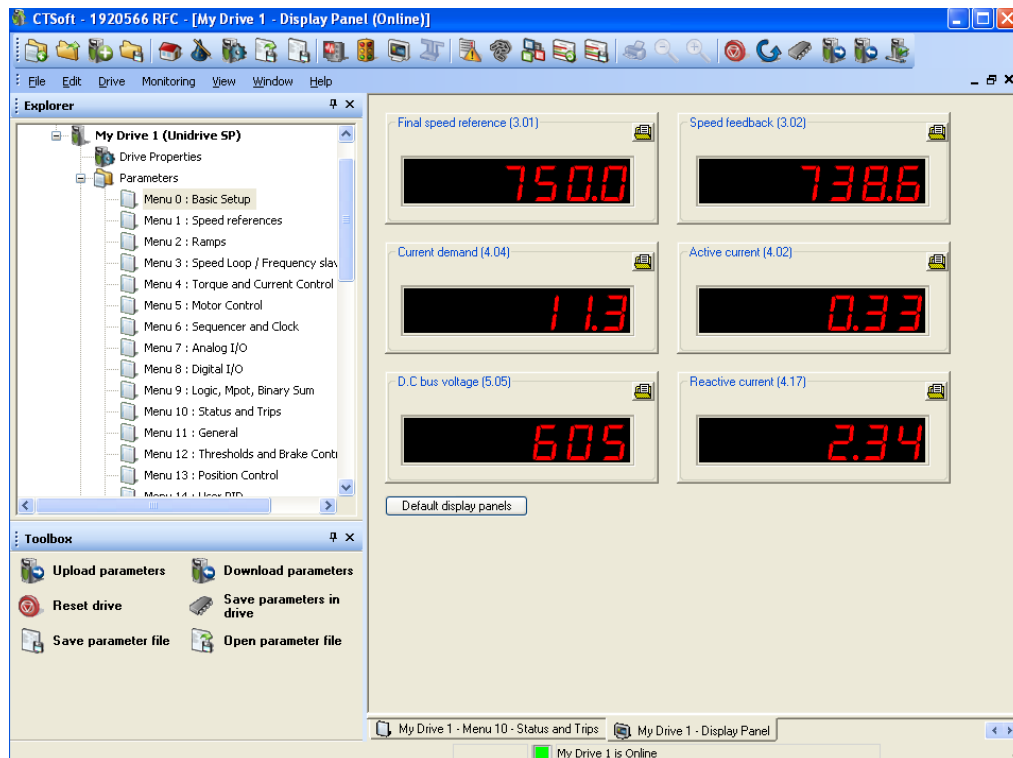
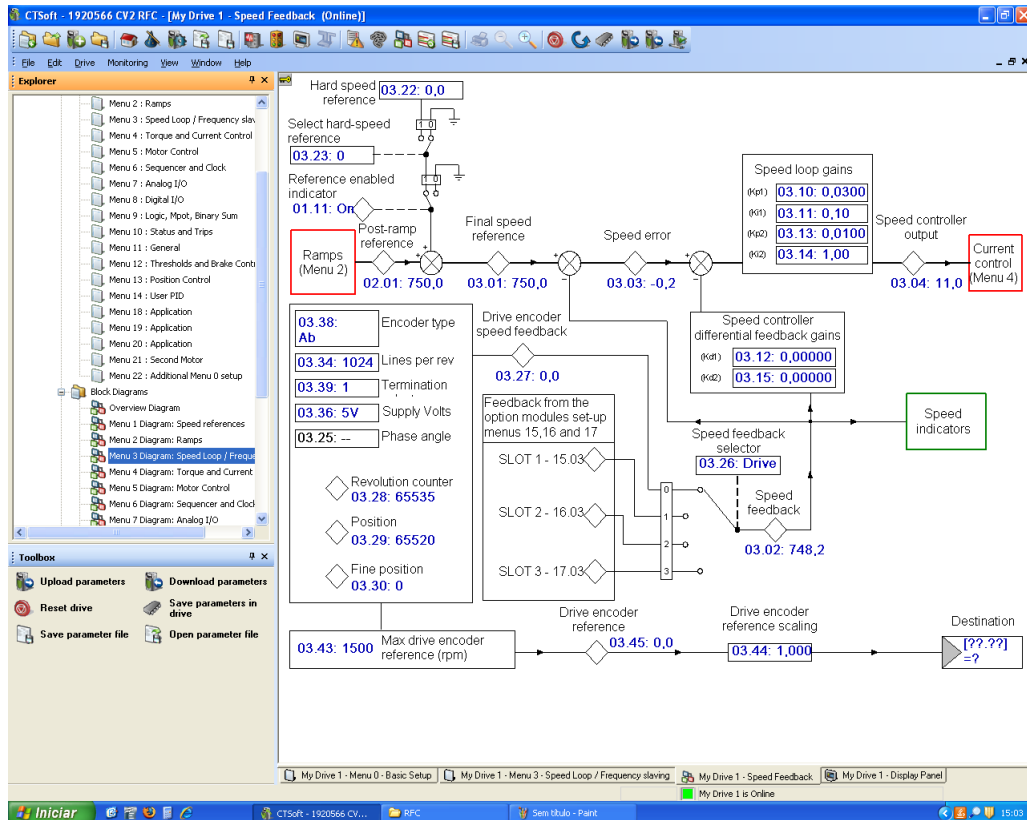
Ensaio a 1500 rpm – Diagrama do Menu 3 e valores dos parâmetros de leitura



Ensaio a 1125 rpm – Diagrama do Menu 3 e valores dos parâmetros de leitura



Ensaio a 750 rpm – Diagrama do Menu 3 e valores dos parâmetros de leitura



Ensaio a 375 rpm – Diagrama do Menu 3 e valores dos parâmetros de leitura

